

RELAZIONE DI LABORATORIO DI ELETTRONICA

Giacomo Graceffa

Emiliano Bufano

Indice

1	Generatore di funzioni a frequenza fissa	2
1.1	Generatore di onde quadre	2
1.2	Generatore di onde triangolari	8
1.3	Estrazione dell'onda sinusoidale	15
2	Generatore di funzioni a frequenza variabile	21
2.1	Generatore di onde quadre e triangolari	21
2.2	Convertitore TRI-SINE	29
3	Amplificatore Operazionale A Componenti Discreti	34
3.1	Analisi Dell'Amplificatore E Dei Suoi Stadi	34
3.2	Banda Passante Ed Analisi In Frequenza	39
3.3	Effetto Del Carico	40
4	Diodi E Raddrizzatori	41
4.1	Tracciamento della curva caratteristica del diodo	41
4.2	Raddrizzatore con un semplice diodo	43
4.3	Raddrizzatore attivo a semionda (prima versione)	43
4.4	Raddrizzatore attivo a semionda (seconda versione)	45
4.5	Raddrizzatore attivo ad onda intera	45

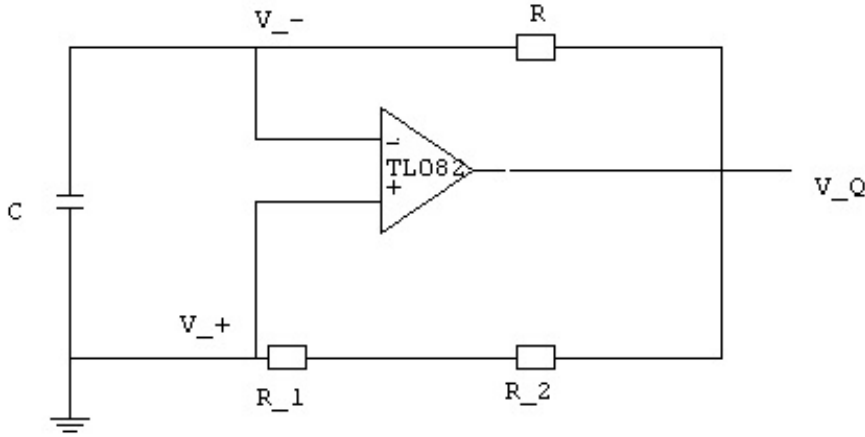
1 Generatore di funzioni a frequenza fissa

In quest'esperienza, ci siamo occupati di costruire un circuito a molti stadi che fosse in grado di generare segnali con una frequenza prefissata, nel nostro caso 5 kHz, utilizzando nella maniera corretta diversi elementi del circuito alimentati in corrente continua, fra cui resistenza, capacità, diodi zener, transistor bipolari e amplificatori operazionali.

1.1 Generatore di onde quadre

Siamo partiti dal circuito rappresentato in figura 1 (purtroppo il programma utilizzato per il disegno del circuito non scriveva pedici), composto da una capacità, tre resistenze e un amplificatore operazionale TL082, alimentato a $\pm 12\text{ V}$.

Figura 1: Circuito utilizzato per la generazione di onde quadre



Si può osservare, innanzitutto, che l'anello di reazione è aperto, per cui il principio di retroazione negativa non vale. Pertanto, in V_Q la tensione (cioè la sua differenza di potenziale elettrico con la massa) assumerà soltanto i valori $\pm 12\text{ V}$, pari all'alimentazione del circuito. In particolare, avvalendoci della relazione:

$$V_Q = A(V_+ - V_-) \quad (1)$$

dove A , che è molto grande, è il fattore di amplificazione, possiamo affermare che $V_Q = 12\text{ V}$ quando $V_+ > V_-$ e $V_Q = -12\text{ V}$ in caso contrario.

Quello che succede, in realtà, è il seguente meccanismo: se, per esempio, $V_Q = 12\text{ V}$, la corrente comincerà a fluire da V_Q verso massa.

In V_+ , la tensione sarà semplicemente data dalla legge del partitore:

$$V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_Q \quad (2)$$

Decidiamo, sin da subito, di scegliere $C = 2,2\text{ nF}$ e $R_1 = R_2 = 10\text{ k}\Omega$, cosicché l'equazione (2) diventa semplicemente:

$$V_+ = \frac{1}{2} V_Q$$

Per quanto riguarda V_- , invece, si un comportamento più complicato. Assumiamo che inizialmente il condensatore C sia scarico. Allora, fluendo la corrente, il condensatore accumulerà una differenza di potenziale ai suoi capi data da:

$$V_-(t) = V_Q(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (3)$$

In assenza dell'amplificatore operazionale, V_- (che è, di fatto, la differenza di potenziale ai capi del condensatore, che è verso massa) tenderebbe asintoticamente ad essere uguale a V_Q . Con l'amplificatore, però, questo non accade, perché, nel momento in cui $V_- = V_+ = \frac{1}{2}V_Q$, a causa della relazione (1) V_Q passa improvvisamente da 12 V a -12 V. A questo punto, la corrente comincerà a scorrere in verso opposto, cioè da massa verso V_Q . Il ramo superiore del circuito, allora, può essere visto come un circuito passabasso a cui sia stato appena staccato il generatore dopo la carica del condensatore, e quest'ultimo comincerà quindi a scaricare corrente verso V_Q . Poiché inizialmente $V_- - V_Q = 18$ V, si ha la relazione:

$$V_-(t) = V_Q \left(1 - \frac{3}{2} e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (4)$$

Quando, però, V_- raggiunge la tensione di $\frac{1}{2}V_Q = -6$ V, nuovamente l'amplificatore "inverte" la propria azione, e V_Q torna ad avere il valore di 12 V. A quel punto, $V_- = -6$ V e il condensatore ricomincerà a caricarsi come all'inizio, e così via. Il comportamento della tensione ai nodi V_Q , V_+ e V_- in un periodo è illustrato nelle figure 2, 3 e 4.

Imponendo l'uguaglianza tra V_+ e V_- , si ha l'equazione:

$$V_Q - \frac{3}{2}V_Q e^{-\frac{t}{RC}} = \frac{1}{2}V_Q$$

da cui si ricava il semiperiodo:

$$\frac{T}{2} = RC \ln 3$$

e quindi il periodo, dato da:

$$T = 2RC \ln 3 \quad (5)$$

Poiché noi vogliamo che il circuito oscilli a una frequenza di 5 kHz, e quindi a un periodo $T = 0,0002$ s, invertendo la relazione (5) si ottiene che la resistenza R deve avere il valore:

$$R = 41 \text{ k}\Omega$$

Dopo aver costruito il circuito e collegato i morsetti dell'oscilloscopio in V_Q , V_+ e V_- , abbiamo potuto osservare che le nostre previsioni circa le forme d'onda nei nodi V_- e V_Q erano corrette, come si può vedere dalla figura 5, anche se, forse a causa del fatto che l'amplificatore reale ha un fattore di amplificazione A finito, l'ampiezza delle oscillazioni risulta essere più bassa. Anche in PSpice si possono osservare questi effetti (figura 6).

Proviamo, poi, a cambiare la tensione di alimentazione, e osserviamo che, sebbene l'ampiezza delle oscillazioni cambi, il periodo resta invariato, come è evidente dalla figura 7. Questo, del resto, era perfettamente prevedibile, dato che il periodo, dato dalla relazione (5), dipende solo dalla resistenza R e dalla capacità C .

Figura 2: Andamento della tensione in funzione del tempo in V_Q

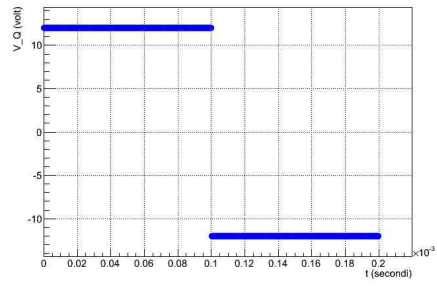


Figura 3: Andamento della tensione in funzione del tempo in V_+

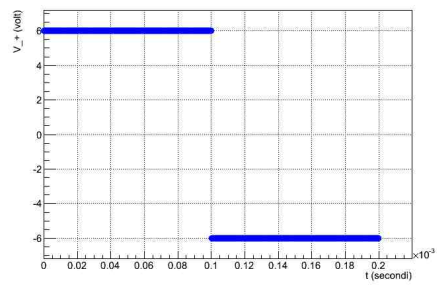


Figura 4: Andamento della tensione in funzione del tempo in V_-

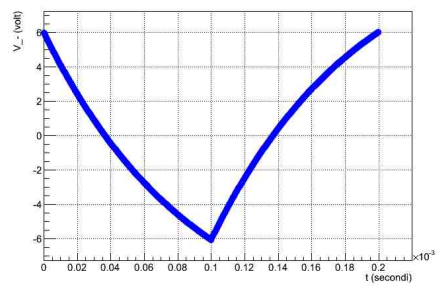


Figura 5: Grafici di V_Q (in azzurro) e di V_- (in blu) in funzione del tempo in regime non transitorio rilevati dall'oscilloscopio.

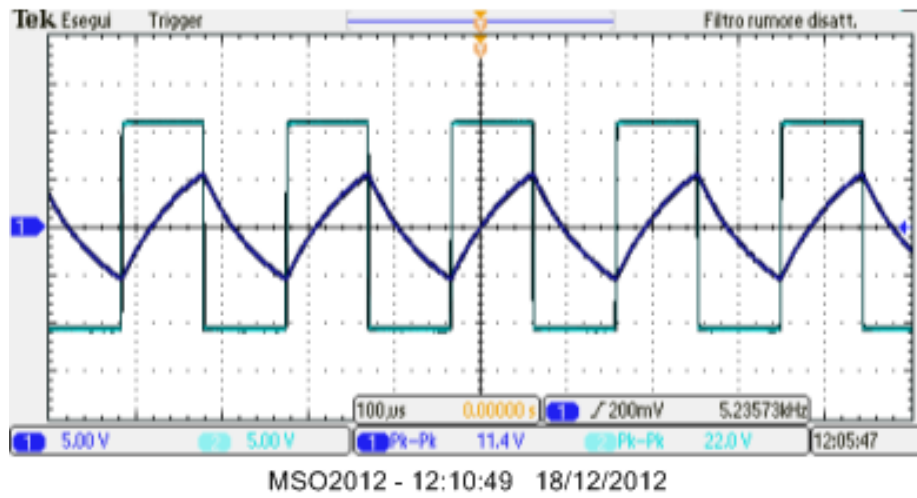
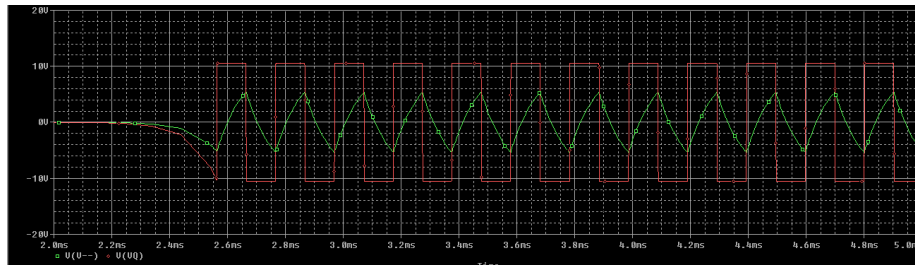
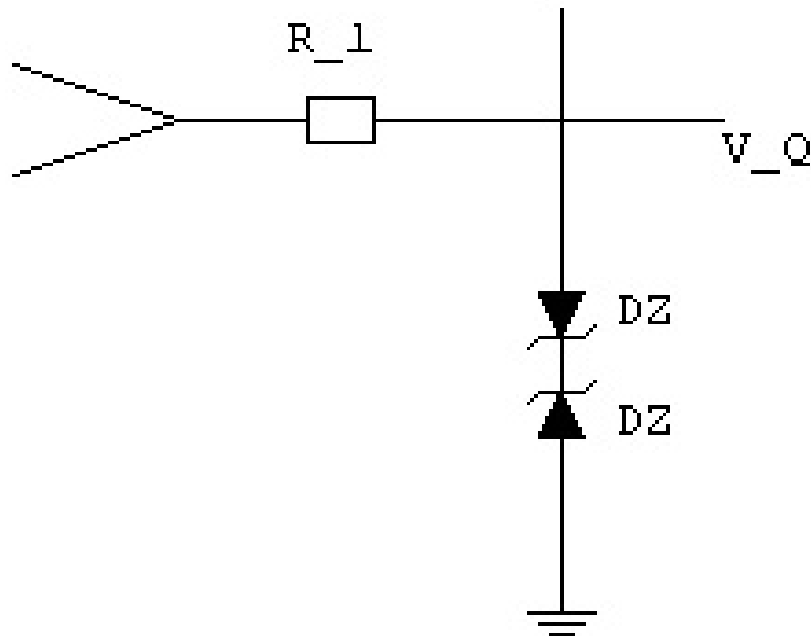


Figura 6: Grafici di V_Q (in rosso) e di V_- (in verde) simulati con PSpice.



Inseriamo, ora, due diodi Zener 1N752 collegati a massa sull'uscita, e un resistore R_l di $470\ \Omega$ subito dopo l'uscita dell'amplificatore, come mostrato nella figura qui sotto.



Ci aspettiamo, a questo punto, che l'ampiezza delle oscillazioni sia sempre data da $\pm(V_\gamma + V_Z)$, dove V_γ è la tensione di attivazione dei diodi in diretta e V_Z è la tensione in attivazione in inversa. Sappiamo che $V_\gamma = 0,7\text{ V}$, mentre, dal data sheet del diodo (si veda <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/jgd/1N751.pdf>), vediamo che $V_Z = 5,6\text{ V}$. Poiché il generatore fornisce una tensione di $\pm 12\text{ V}$, sicuramente i diodi saranno in regione attiva, sia in diretta che in inversa. Ci aspettiamo, quindi, che la tensione in uscita, a qualunque tensione di alimentazione sufficiente a far lavorare i diodi, sia costantemente:

$$V_Q = \pm(V_\gamma + V_Z) = \pm 6,3\text{ V}$$

Osserviamo all'oscilloscopio (figura 8) che ciò approssimativamente accade, essendo segnalata una tensione picco-picco di $13,2\text{ V}$ su V_Q , che divisa per due dà $6,6\text{ V}$, molto simile a quella attesa. Facendo variare la tensione fra $\pm 12\text{ V}$ e $\pm 9\text{ V}$, si può notare che non ci sono variazioni significative nelle funzioni d'onda mostrate sul display.

Figura 7: Tensioni in funzione del tempo nei nodi V_Q (in azzurro) e V_- (in blu) con una tensione di alimentazione di $\pm 9\text{ V}$

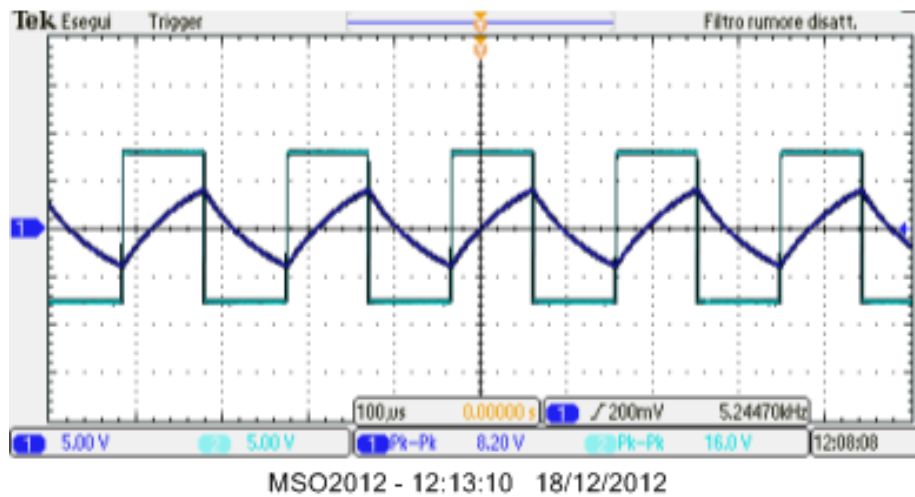
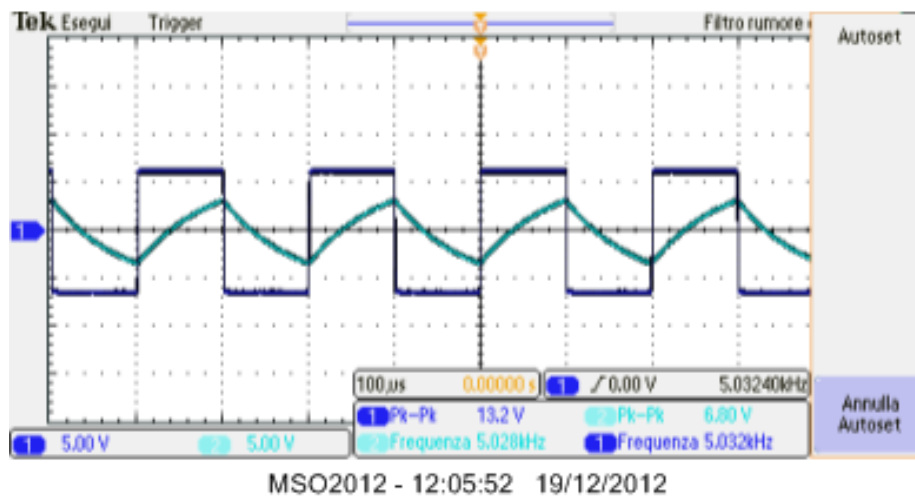


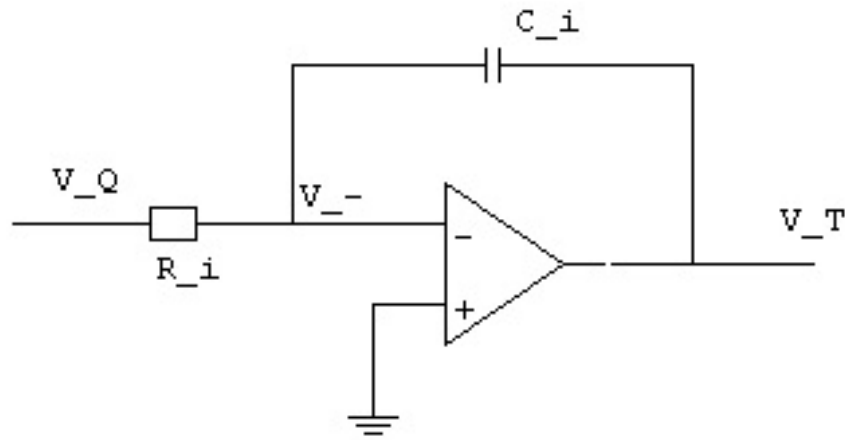
Figura 8: Forme d'onda osservate all'oscilloscopio dopo l'aggiunta dei diodi Zener sull'uscita V_Q



1.2 Generatore di onde triangolari

Ci proponiamo, adesso, di generare un'onda triangolare, utilizzando come ingresso del nuovo circuito, rappresentato nella figura 9, l'uscita V_Q del precedente circuito. Sostanzialmente, il nostro nuovo circuito è un integratore, e genera un'onda triangolare perché quest'ultima è proprio la primitiva della funzione d'onda quadra.

Figura 9: Circuito utilizzato per estrarre un'onda triangolare a partire dall'onda quadra generata dal circuito precedente.



Il circuito integra il segnale in ingresso in V_Q con il seguente meccanismo: innanzitutto, poiché, in questo caso, c'è retroazione negativa, vale il principio di massa virtuale, e quindi:

$$V_- = 0$$

dove V_- non è lo stesso del circuito precedente. Per la legge di Ohm, allora, la corrente che scorre lungo il circuito (e che non può entrare all'ingresso dell'amplificatore) è data da:

$$I = -\frac{V_Q}{R_i} \quad (6)$$

Per calcolare la tensione V_T , dobbiamo considerare la legge differenziale di Ohm per il condensatore:

$$V_T = \frac{Q}{C} = \frac{1}{C} \int I dt \quad (7)$$

che diventa, grazie a (6):

$$V_T = -\frac{1}{R_i C} \int V_Q dt \quad (8)$$

che ci restituisce proprio la primitiva dell'onda quadra, anche se invertita e scalata di un determinato fattore in ampiezza, che ora andremo a calcolare.

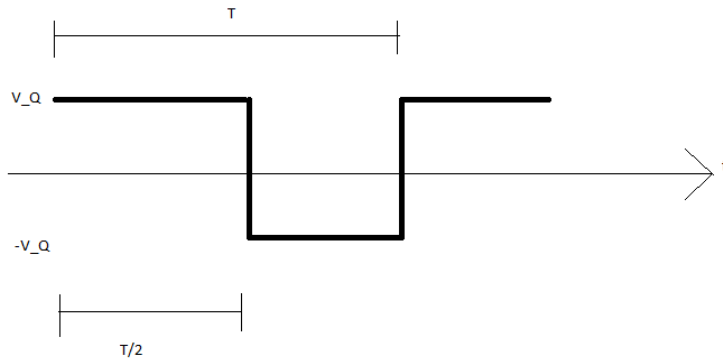
Come si può vedere nella figura 10, l'area sottesa all'onda quadra, che è sempre positiva o nulla, raggiunge il suo massimo proprio a metà di un periodo,

il che si traduce nel fatto che la nostra onda triangolare avrà un'ampiezza di:

$$A_T = -\frac{1}{R_i C} V_Q \frac{T}{2} \quad (9)$$

dove il fattore $-\frac{1}{R_i C}$ viene dal risultato (8).

Figura 10



Ora, noi vogliamo che l'onda triangolare abbia la stessa ampiezza dell'onda quadra in entrata, ciò matematicamente si traduce nella condizione:

$$A_T = -2V_Q \quad (10)$$

dove il fattore 2 viene dal fatto che l'ampiezza dell'onda quadra è presa picco-picco e il meno viene dal fatto che l'onda triangolare è invertita. Sostituendo nell'equazione (10) l'espressione data da (9), si ottiene che la resistenza R_i deve valere:

$$R_i = 22 \text{ k}\Omega$$

Dopo aver costruito il circuito, abbiamo osservato all'oscilloscopio le forme d'onda nei nodi V_Q e V_T (figura 13). Si può notare che l'amplificatore dell'ultimo circuito è andato in saturazione, dato che il minimo previsto dell'onda triangolare ($12,6 \text{ V}$) è minore della tensione minima di alimentazione, che è -12 V .

Anche in PSpice si può osservare lo stesso fenomeno, come è evidente dalla figura 14.

Figura 11: Grafico atteso al nodo V_Q in funzione del tempo.

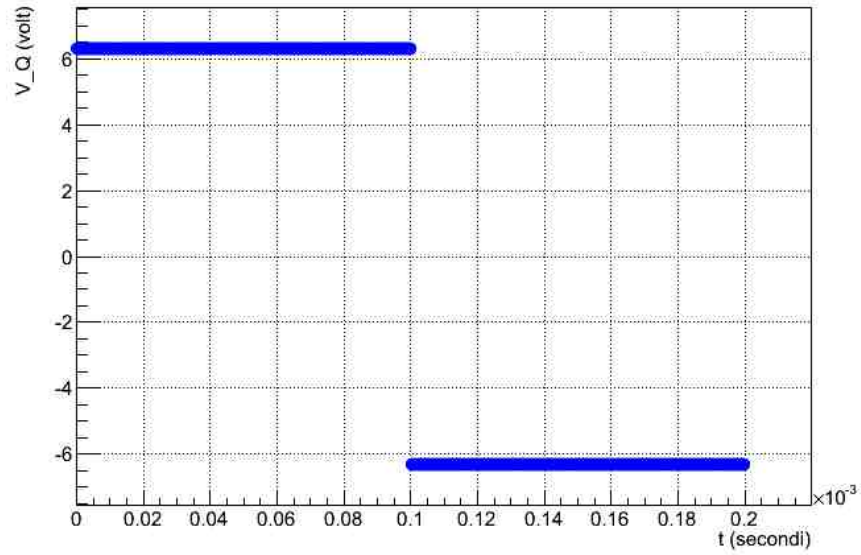


Figura 12: Grafico atteso al nodo V_T in funzione del tempo.

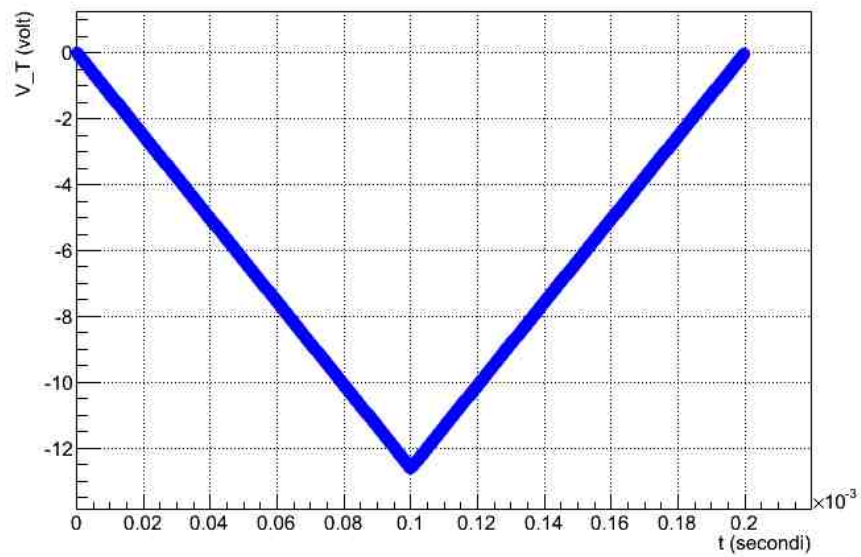


Figura 13: Forme d'onda osservate all'oscilloscopio in V_Q (in blu) e in V_T (in azzurro)

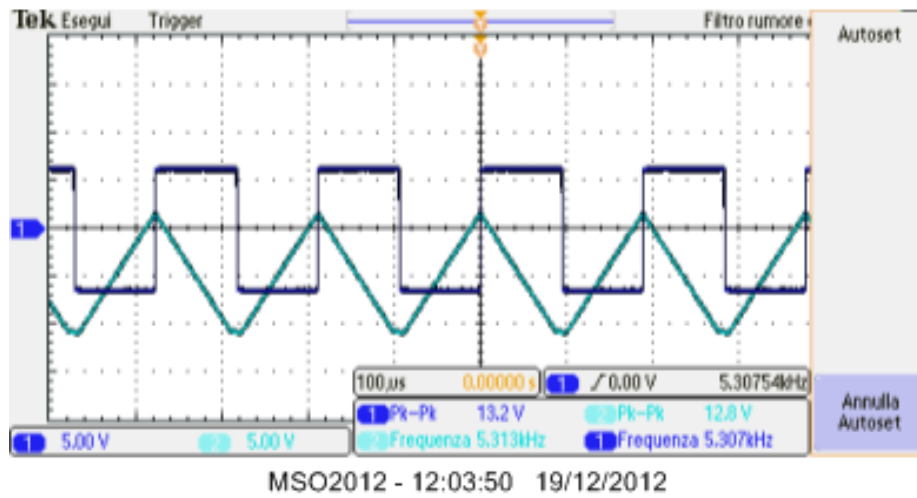
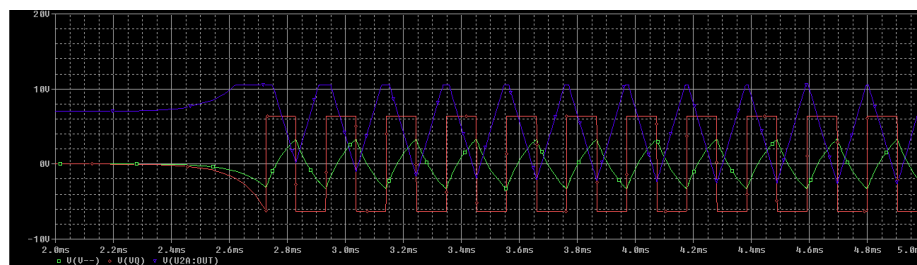
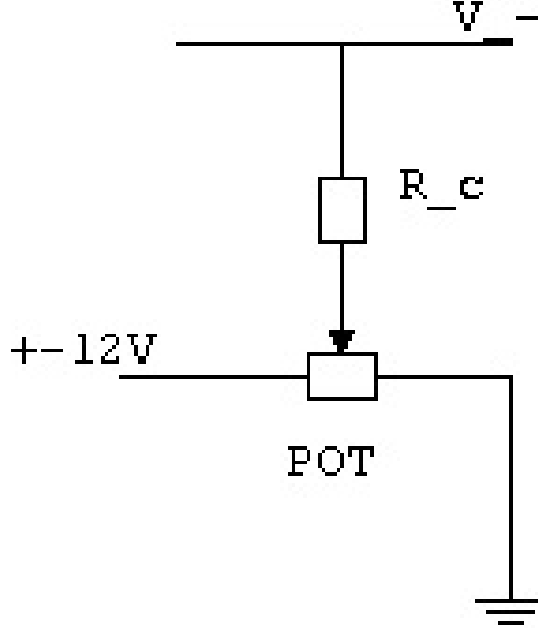


Figura 14: Forme d'onda osservate in PSPice sui nodi V_Q (in rosso) e in V_T (in violetto). PSPice ha automaticamente invertito l'onda triangolare.



Vogliamo, a questo punto, centrare l'onda triangolare sullo zero. A tale scopo, attachiamo all'ingresso a massa virtuale dell'amplificatore V_- il seguente circuito:



formato da una resistenza R_C di valore molto elevato ($1\text{ M}\Omega$), e da un potenziometro (POT), che è una resistenza regolabile attaccata all'alimentazione. In figura 15 è illustrato il circuito equivalente del potenziometro, nel quale la somma di R_1 e R_2 si mantiene costante a $50\text{ k}\Omega$.

Ci si aspetta che, dal potenziometro, fluisca una corrente, sebbene piccola, verso V_- , che denoteremo con I_a (corrente aggiuntiva). Di conseguenza, adesso l'equazione (7) diventa:

$$V_t = -\frac{1}{R_i C} \int V_Q dt + \frac{1}{C} \int I_a dt \quad (11)$$

Usando la legge del partitore fra la resistenza equivalente in parallelo di R_C e R_2 (non sono proprio in parallelo, ma uno collegato a massa e l'altro a massa virtuale) e di R_1 , si ha che, supponendo di aver attaccato il potenziometro a $+12\text{ V}$:

$$V_p = \frac{R_C R_2}{R_C R_2 + R_1 R_C + R_1 R_2} 12\text{ V}$$

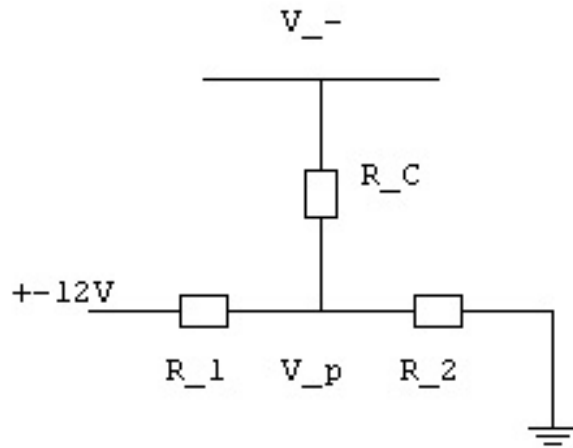
da cui:

$$I_a = \frac{V_p}{R_C} = \frac{R_2}{R_C(R_1 + R_2) + R_1 R_2} 12\text{ V} \quad (12)$$

Supponiamo, ora, che $R_1 = 0$ e $R_2 = 50\text{ k}\Omega$. Allora, risulterà, tramite la formula (12), $I_a = 12\text{ }\mu\text{A}$, da cui risulta una correzione su un periodo T data da:

$$\Delta V_T = \frac{1}{C} \int_0^T I_a dt = 1,09\text{ V}$$

Figura 15: Circuito equivalente del potenziometro



il che è una quantità ragionevole, e quindi, per questo motivo, è lecito scegliere la resistenza R_C così grande. Per quanto riguarda la scelta di collegare il potenziometro a 12 V oppure a -12 V , essa viene fatta in base al fatto che si voglia attirare corrente (12 V) oppure assorbire corrente (-12 V). Nel primo caso, il potenziale V_T tenderà ad "alzarsi", nel secondo ad "abbassarsi".

Con questa configurazione, abbiamo provato a centrare l'onda triangolare sullo zero, ma ci siamo accorti che c'era una forte instabilità, ossia c'era un repentino passaggio dell'onda triangolare da sotto lo zero a sopra lo zero. Pensiamo che questo sia dovuto al fatto che, nel momento in cui il condensatore si carica, non lascia più passare corrente e, quindi, perdendosi il feedback negativo, il principio di massa virtuale non vale più. Per ovviare a questo problema, inseriamo in parallelo al condensatore C_i una resistenza da $4,7\text{ M}\Omega$, che lasci passare corrente quando il condensatore è molto carico. Il motivo di una resistenza così elevata è che essa non deve influenzare il passaggio di corrente quando il condensatore non è carico, mentre, quando è carico, deve far passare quel poco che basta di corrente affinché l'anello di reazione si chiuda. Riusciamo, a questo punto, a centrare l'onda triangolare (figura 16). In PSpice, regoliamo il potenziometro non con una vite, come si fa nel circuito reale, ma per tentativi, inserendo diversi valori delle resistenze. Centriamo l'onda triangolare come mostrato in figura 17.

Figura 16: Grafico dell'onda triangolare centrata sull'oscilloscopio (in azzurro).

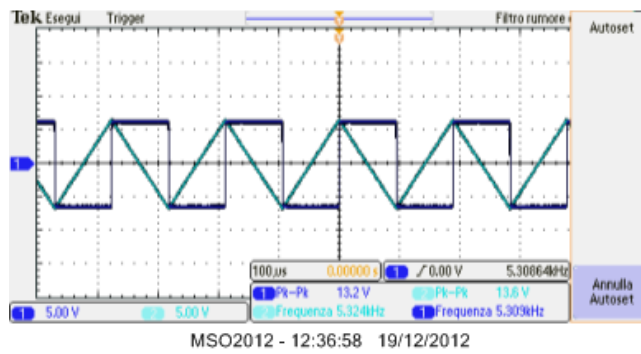
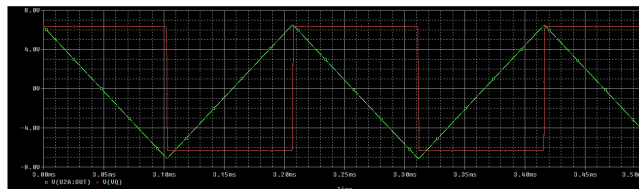


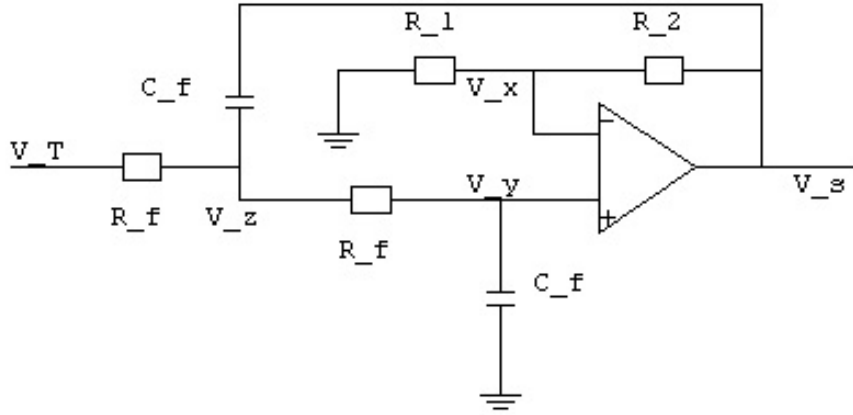
Figura 17: Grafico dell'onda triangolare centrata in PSpice (in verde).



1.3 Estrazione dell'onda sinusoidale

In figura 18 è illustrato il circuito con cui estraiamo l'onda sinusoidale a partire dall'onda triangolare, che è, sostanzialmente, un filtro passabasso del secondo ordine. Quest'ultimo, in particolare, presenta una banda passante di frequenza abbastanza stretta, per cui riesce a selezionare nell'onda triangolare, che è somma, per il teorema di Fourier, di un certo numero (finito o infinito) di onde sinusoidali.

Figura 18: Circuito utilizzato per l'estrazione dell'onda sinusoidale a partire dall'onda triangolare entrante in V_t e proveniente del precedente circuito.



Si può notare che, in questo circuito, c'è feedback negativo, per cui il principio di massa virtuale vale. Infatti, applicando un segnale in V_S , una parte di esso viene filtrato e fortemente attenuato da C_f , mentre un'altra parte arriva in V_x passando da R_2 . Da lì, a sua volta un po' va a massa, ma un po' viene amplificato e invertito dal $-$ dell'amplificatore, che, quindi, lo fa ritornare in V_S invertito, annullando il segnale di partenza. Pertanto, possiamo affermare che $V_x = V_y$. Grazie alla legge del partitore, si ha che:

$$V_x = kV_S$$

dove si è posto:

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (13)$$

Possiamo, allora, calcolare la corrente I_y che fluisce in V_y :

$$I_y = \frac{V_y}{\frac{1}{SC_f}} = kSV_S C_f$$

dove $S = j\omega$, con $j = \sqrt{-1}$ e ω la frequenza del segnale. Calcoliamo, poi, la tensione in V_z :

$$V_z = V_y + I_y R_f = kV_S [1 + SC_f R_f]$$

Calcolo, allora, con la legge di Ohm, la corrente I_S che fluisce per C_f "superiore", R_1 e R_2 :

$$I_S = [V_z - V_S] SC_f = V_S [k - 1 + kSC_f R_f] SC_f$$

Ricavo, quindi, la corrente I in entrata su V_T tramite la legge di Kirchoff delle correnti:

$$I = I_S + I_y = V_S SC_f [2k - 1 + kSR_f C_f]$$

cioè:

$$I = V_S [k + 3KSC_f R_f - SC_f R_f + kS^2 R_f^2 C_f^2]$$

da cui la funzione di trasferimento:

$$H(S) = \frac{V_T}{V_S} = \frac{1}{k + 3kSC_f R_f - SC_f R_f + kS^2 C_f R_f} \quad (14)$$

Ponendo $\omega_0 = \frac{1}{C_f R_f}$ e $S_0 = j\omega_0$, la (14) diventa:

$$H(S) = k \frac{S_0^2}{S^2 + (3 - k)SS_0 + S_0^2} \quad (15)$$

Decidiamo di studiare, inizialmente, il circuito tramite un file autonomo di PSpice, in cui costruiamo solo questo pezzo di circuito e tutto il pezzo precedente viene rappresentato tramite un generatore di segnale già "preconfezionato". Prima di tutto, effettuiamo l'analisi in frequenza con un generatore di segnale sinusoidale piccolo (ampiezza picco di 100 mV), in maniera tale da determinare la risposta in frequenza del circuito, e di rilevare, in particolare, la frequenza di risonanza. Dalla figura 19, si osserva subito che la risonanza si verifica alla frequenza di 5 kHz.

Dopodiché, applichiamo un generatore di onda triangolare di ampiezza picco di 100 mV e di periodo pari a 0,1 ms, che altro non è se non l'inverso della frequenza di risonanza. Si ottiene il grafico mostrato in figura 20.

Consideriamo la formula (15). Il guadagno G , alla frequenza di risonanza $\omega = \omega_0 = 5$ kHz, sarà dato da (sfruttando la relazione $S = j\omega$):

$$G = |H(\omega = \omega_0)| = 14$$

il che è in accordo con le ampiezze dei segnali osservate in figura 20.

A questo punto, si pone il seguente problema: poiché il guadagno è piuttosto elevato, prevediamo che, sicuramente, nel momento in cui applichiamo al circuito il segnale triangolare V_T (non piccolo segnale), il guadagno porta a una saturazione dell'onda sinusoidale, come mostrato in figura 21. Questo è dovuto al fatto che il guadagno del filtro risulta eccessivo, in particolare il picco dell'onda sinusoidale supera i 12 V di alimentazione.

Prima di correggere questo problema, cerchiamo di capire perché sono stati utilizzati determinati valori delle resistenze. Ora, la pulsazione di risonanza ω_0 è data da:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{R_f C_f}$$

dove f_0 è la frequenza di risonanza. Scegliendo $C_f = 2,2$ nF, si ottiene che $R_f = 14$ k Ω . Consideriamo, ancora, la relazione (15). Scegliendo $k = 2,8$ facciamo in modo che il circuito faccia passare solo frequenze abbastanza vicine a quella di risonanza. In particolare, quello che noi vogliamo fare è estrarre l'armonica di 5 kHz dell'onda triangolare $T(t)$, la quale presenta lo sviluppo in serie di Fourier:

$$T(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2mT}{n^2\pi^2} \cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right)$$

dove $m = 2A_{pp}/T$ è la pendenza del tratto ascendente dell'onda triangolare, con A_{pp} che è a sua volta l'ampiezza picco-picco dell'onda triangolare. Noi, in particolare, vogliamo estrarre l'armonica data dal primo termine di questa serie.

Ponendo, per esempio, $R_1 = 10\text{ k}\Omega$, imponendo $k = 2,8$ si ottiene dalla relazione (13) che deve valere $R_2 = 18\text{ k}\Omega$.

Per risolvere il problema dell'eccessivo guadagno del filtro, attacchiamo al nodo V_z il circuito mostrato in figura 22. Imponendo la condizione:

$$\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} = 14\text{ k}\Omega$$

che esprime l'equivalenza tra R_3 e R_4 e la resistenza $R_f = 14\text{ k}\Omega$ inizialmente presente, e la condizione:

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} = 1$$

11

si ottengono i valori $R_3 = 154\text{ k}\Omega$ e $R_4 = 15\text{ k}\Omega$.

Dopo aver simulato il comportamento del filtro su PSpice, passiamo alla costruzione del circuito reale, e iniziamo, analogamente a come si è fatto con la simulazione, a studiarne la risposta in frequenza. Tutte le misure ottenute, fatte con una tensione in ingresso di ampiezza $V_{in} = 200\text{ mV}$ picco-picco, sono mostrate nella tabella 1.

Tabella 1: Analisi in frequenza della risposta a uno stimolo sinusoidale di ampiezza picco-picco di 200 mV , dove V_{out} è il segnale che si osserva in uscita.

Frequenza (kHz)	V_{out} (V)
1	0,277
2	0,313
2,5	0,346
3,0	0,400
3,1	0,414
3,2	0,426
3,3	0,444
3,4	0,462
3,5	0,484
3,6	0,520
3,7	0,544
3,8	0,568
3,9	0,608
4,0	0,640
4,1	0,680
4,2	0,728
4,3	0,784
4,4	0,848
4,5	0,912
4,6	0,984
4,7	1,06
4,8	1,12

Continua nella prossima pagina

Continua dalla pagina precedente

Frequenza (kHz)	V_{out} (V)
4,9	1,18
5,0	1,21
5,1	1,20
5,2	1,14
5,3	1,07
5,4	0,992
5,5	0,904
5,6	0,816
5,7	0,752
5,8	0,680
5,9	0,620
6,0	0,568
6,2	0,480
6,4	0,416
6,6	0,368
6,8	0,320
7,0	0,288
7,5	0,224
8,0	0,184
8,5	0,160
9,0	0,136
9,5	0,120
10,0	0,104

Si conclude dalla pagina precedente

Il grafico che risulta dalla tabella è quello mostrato in figura 23.

Figura 19: Curva della risposta in frequenza del circuito in PSpice. Si nota in maniera evidente il picco a 5 kHz.

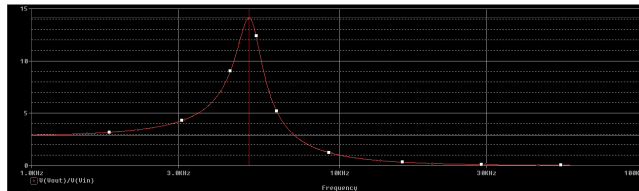


Figura 20: Simulazione dell'estrazione dell'onda sinusoidale in PSpice in piccolo segnale.

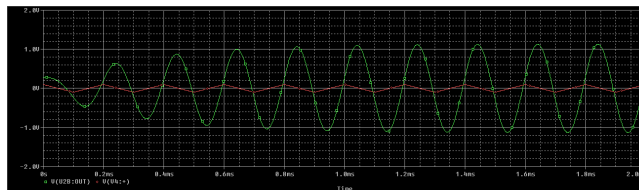


Figura 21: Simulazione dell'estrazione dell'onda sinusoidale in PSpice utilizzando il segnale V_T generato dal precedente circuito. Si può osservare un'evidente saturazione (onda in verde).

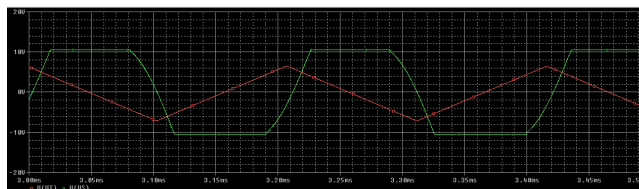


Figura 22: Circuito equivalente di Thevenin utilizzato per smorzare l'onda triangolare in ingresso in V_T .

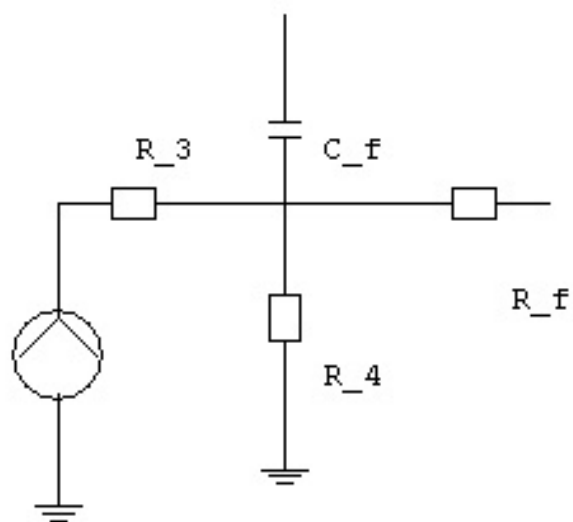
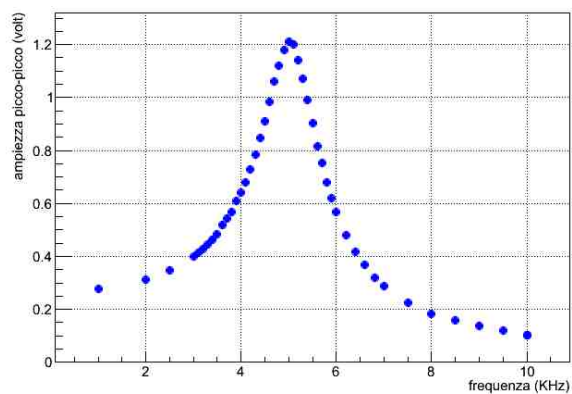


Figura 23: Grafico che mostra le ampiezze picco-picco di oscillazione del segnale in uscita in funzione della frequenza.



Attacciamo, adesso, il nostro filtro passabasso del secondo ordine al circuito precedentemente costruito. Come potremmo aspettarci dalla simulazione, nell'uscita V_S si ha un'onda sinusoidale saturata (figura ??). Allora, analogamente a quanto fatto nella simulazione, sostituiamo alla resistenza R_f appena dopo V_T la combinazione equivalente in parallelo di $R_3 = 154\text{ k}\Omega$ e $R_4 = 15\text{ k}\Omega$. Osserviamo che, adesso, l'onda sinusoidale viene estratta correttamente, come è visibile dalla figura 24. Anche nella simulazione ciò accade (figura 25). Si osservi che l'onda triangolare ha un'ampiezza leggermente maggiore dell'onda sinusoidale, ciò è dovuto alla prevalenza di un'interferenza costruttiva che distruttiva nelle armoniche che compongono l'onda triangolare.

Osserviamo, infine, che, facendo variare le tensioni di alimentazione del circuito, sia l'onda sinusoidale che l'onda triangolare si stortano, e questo è dovuto al fatto che il potenziometro del precedente circuito è regolato per compensare l'offset solo a 12 V.

2 Generatore di funzioni a frequenza variabile

In quest'esperienza, ci siamo occupati di generare funzioni di segnale a frequenza variabile, e di effettuare conversioni da un tipo di segnale a un altro con un tipo di circuito che opera indipendentemente dalla frequenza.

2.1 Generatore di onde quadre e triangolari

In figura 26 è mostrato il circuito che ci permette di generare onde quadre e triangolari a partire da un'alimentazione continua. In particolare, il nostro circuito è composto da due stadi: uno che genera un'onda quadra in V_Q e l'altro che genera un'onda triangolare in V_T a partire da quest'onda quadra. Il primo blocco è retroazionato positivamente, per cui V_Q si porterà alla massima (o minima) tensione disponibile dall'alimentazione. In questo contesto, il ruolo dei due diodi Zener (1N752, identici a quelli usati nell'esperienza 1) è molto importante. Grazie ad essi, infatti, la tensione in V_Q non oscillerà fra 12 V e -12 V , ma fra $-(V_\gamma + V_Z)$ e $V_\gamma + V_Z$. Dal datasheet del diodo 1N752 (si veda <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/jgd/1N751.pdf>), osserviamo che $V_\gamma = 0,7\text{ V}$ e $V_Z = 5,6\text{ V}$, per cui la tensione in V_Q assumerà i valori $6,3\text{ V}$ e $-6,3\text{ V}$. Il secondo blocco, invece, è retroazionato negativamente, per cui la tensione all'ingresso invertente dell'amplificatore a destra risulta essere nulla.

Supponiamo che, inizialmente, il condensatore C_t sia scarico e che $V_Q = 6,3\text{ V}$. Trascurando la presenza della resistenza R_l , che serve solo ad attenuare la corrente in uscita dall'amplificatore a sinistra per evitare che i diodi Zener siano attraversati da una corrente eccessiva, per la legge dell'amplificatore:

$$V_Q = AV_J$$

V_Q continuerà a rimanere a $6,3\text{ V}$ finché:

$$V_J > 0 \tag{16}$$

Imponendo la legge di Kirchoff delle maglie lungo la maglia $V_Q V_T V_J$, si ottiene che V_J è data da:

$$V_J = \frac{V_Q + V_T}{2}$$

per cui la condizione (16) diventa:

$$V_T > -V_Q \quad (17)$$

Calcoliamo, ora, V_T . Per la legge di Ohm differenziale:

$$V_T = -\frac{1}{C_T} \int I_t dt \quad (18)$$

dove I_t è la corrente che passa attraverso R_t e C_t . Poiché $I_t = \frac{V_Q}{R_t}$, si ottiene, integrando:

$$V_T = -\frac{V_Q}{C_t R_t} t \quad (19)$$

per cui si ottiene, da (17) che $V_Q = 6,3 \text{ V}$ fintanto che:

$$t < C_t R_t$$

Per $t = C_t R_t$, l'uscita del primo amplificatore cambia stato e V_Q ha ora una tensione di $-V_Q = -6,3 \text{ V}$. In questo istante, il condensatore C_t ha una carica $Q_0 = -V_Q C_t$. L'uscita rimane in questo nuovo stato finché vale la condizione:

$$V_T < -V_Q$$

ossia:

$$V_T < 6,3 \text{ V}$$

Risolvendo l'equazione (18), e imponendo la condizione iniziale:

$$Q(0) = -\frac{V_T}{C_t} = -V_Q C_t$$

si ottiene che (prendiamo come tempo 0 quello in cui il condensatore C_t ha carica Q_0) l'uscita V_Q rimane a $-6,3 \text{ V}$ finché:

$$t < 2C_t R_t$$

Alla fine, il periodo di oscillazione del circuito è dato da:

$$T = 4C_t R_t \quad (20)$$

Scegliendo di lavorare a una frequenza di 5 kHz , con una capacità $C_t = 4,4 \text{ nF}$ la resistenza deve risultare $R_T = 11 \text{ k}\Omega$. Per quanto riguarda le altre resistenze, scegliamo $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_l = 470 \Omega$. Le forme d'onda attese nei vari nodi sono mostrate nelle figure 27, 28 e 29.

Dopo questi calcoli preliminari, costruiamo il circuito e osserviamo all'oscilloscopio le forme d'onda nei nodi V_Q e V_T , come mostrato in figura 30. Facciamo, poi, variare le tensioni di alimentazione fra $\pm 12 \text{ V}$ e $\pm 9 \text{ V}$. Come si può vedere in figura 32, il periodo d'oscillazione rimane sempre a $0,2 \text{ ms}$.

Dopo queste misure all'oscilloscopio, simuliamo il circuito in PSpice, con alimentazione sia da 9 V che da 12 V . Le forme d'onda ottenute sono mostrate nelle figure 35 e 34.

Inseriamo, infine, in serie alla resistenza R_t un potenziometro da $100 \text{ k}\Omega$ collegato a reostato, come mostrato in figura 36. Osserviamo, all'oscilloscopio,

che facendo girare la rotellina del trimmer non solo la frequenza dell'onda quadra e dell'onda triangolare cambiano, ma c'è anche uno stortamento dei due segnali (figura 37). Il cambiamento del periodo è ovviamente dovuto all'espressione (20) del periodo, dal momento in cui, con l'aggiunta del reostato, è come se avessimo modificato la resistenza R_t . Per quanto riguarda lo stortamento delle onde, pensiamo che esso sia dovuto al fatto che probabilmente abbiamo montato male qualcosa nel circuito (non riusciamo a trovare altre spiegazioni!).

Figura 24: Onda triangolare (in blu) e onda sinusoidale estratta (in azzurro) viste all'oscilloscopio.

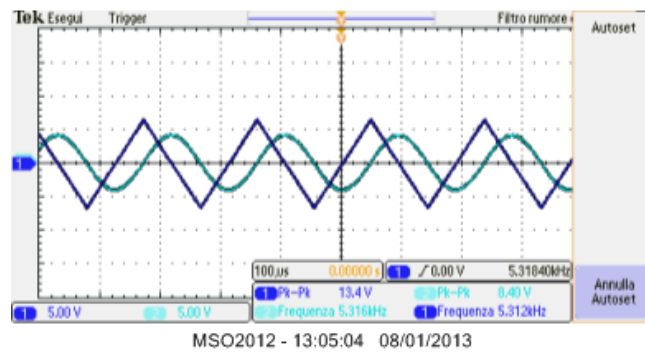


Figura 25: Onda triangolare (in verde) e onda sinusoidale estratta (in rosso) in PSpice.

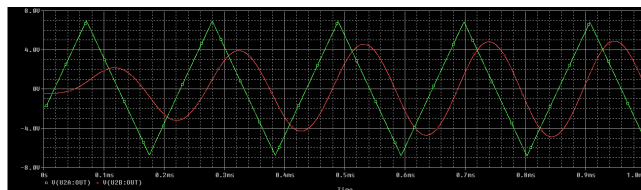


Figura 26: Circuito utilizzato per generare onde quadre e triangolari a partire da un'alimentazione continua.

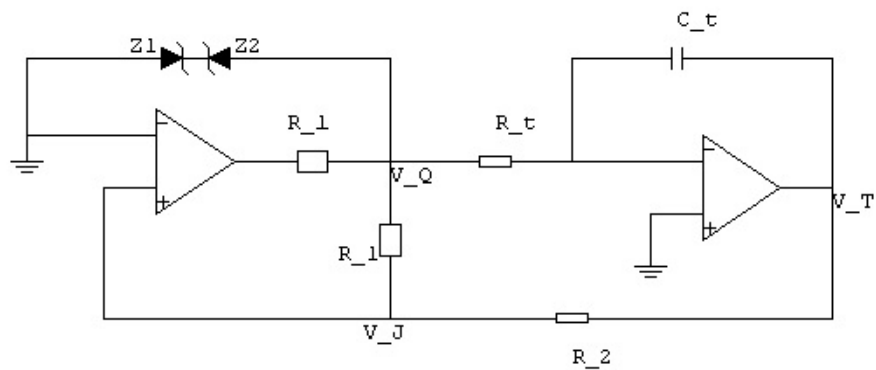


Figura 27: Forma d'onda attesa al nodo V_Q (onda quadra)

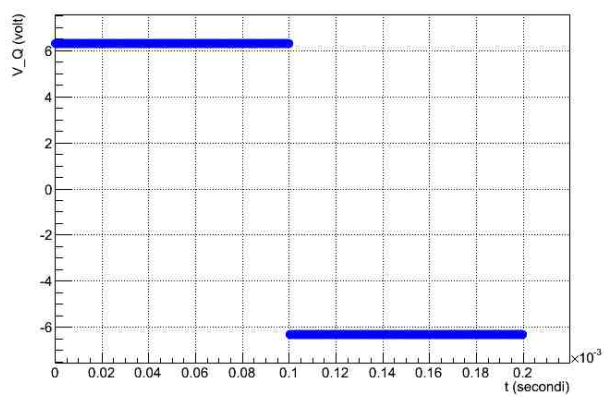


Figura 28: Forma d'onda attesa al nodo V_T (onda triangolare)

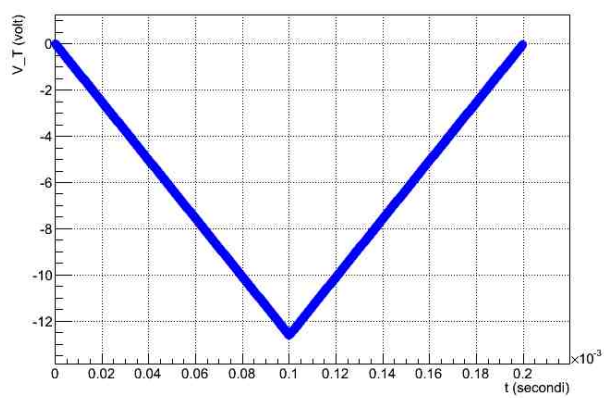


Figura 29: Forma d'onda attesa al nodo V_J (media dell'onda triangolare e dell'onda quadra)

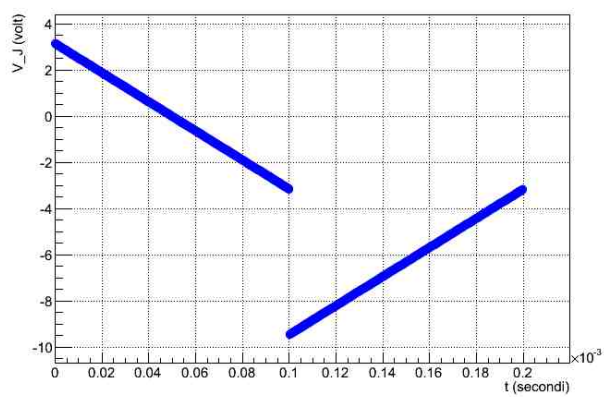


Figura 30: Forme d'onda nei nodi V_Q (in blu) e V_T (in azzurro) osservate all'oscilloscopio con una tensione di alimentazione di 12 V.

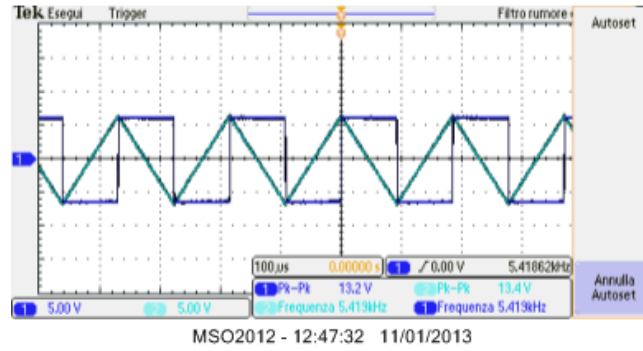


Figura 31: Forme d'onda nei nodi V_J (in blu) e V_T (in azzurro) osservate all'oscilloscopio con una tensione di alimentazione di 12 V.

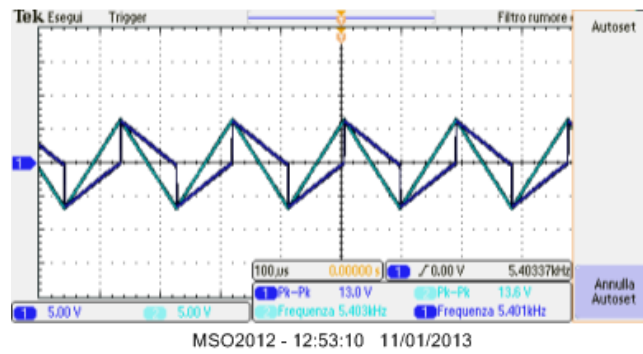


Figura 32: Forme d'onda nei nodi V_Q (in blu) e V_T (in azzurro) osservate all'oscilloscopio con una tensione di alimentazione di 9 V.

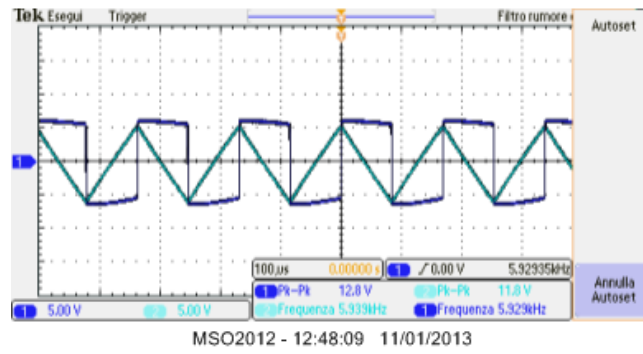


Figura 33: Forme d'onda nei nodi V_J (in blu) e V_T (in azzurro) osservate all'oscilloscopio con una tensione di alimentazione di 9 V.

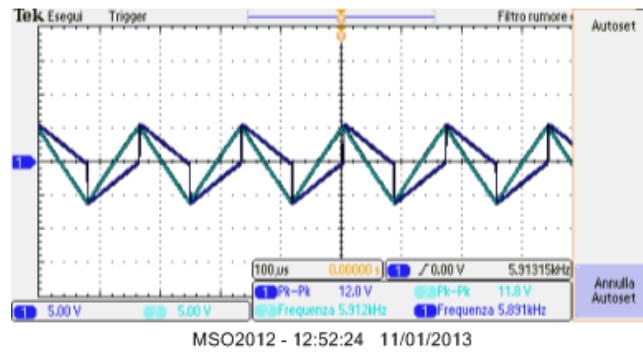


Figura 34: Forme d'onda nei nodi V_Q (in verde) e V_T (in rosso) e V_J (in blu) osservate in PSpice con una tensione di alimentazione di 12 V.

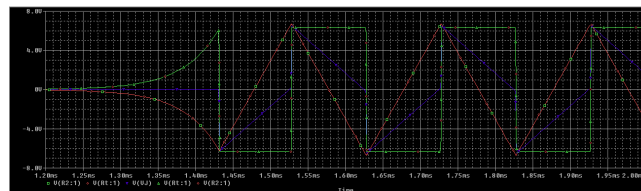


Figura 35: Forme d'onda nei nodi V_Q (in verde) e V_T (in rosso) e V_J (in blu) osservate in PSpice con una tensione di alimentazione di 9 V.

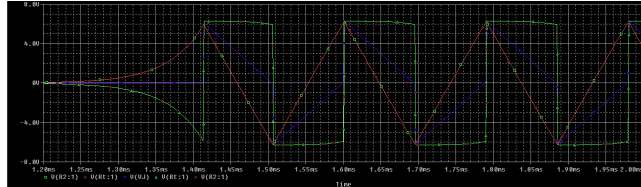


Figura 36: Collegamento a reostato del resistore R_r da 100 k Ω sull'ingresso invertente dell'amplificatore a destra.

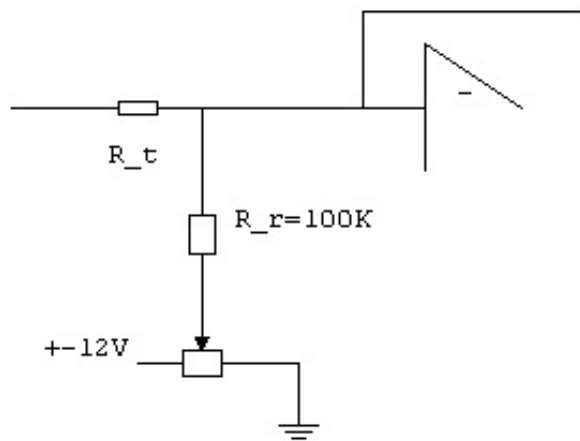
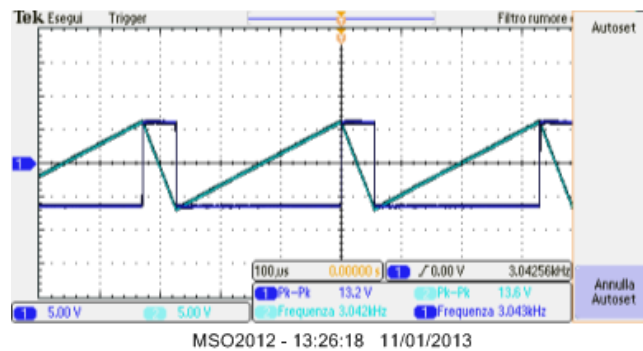


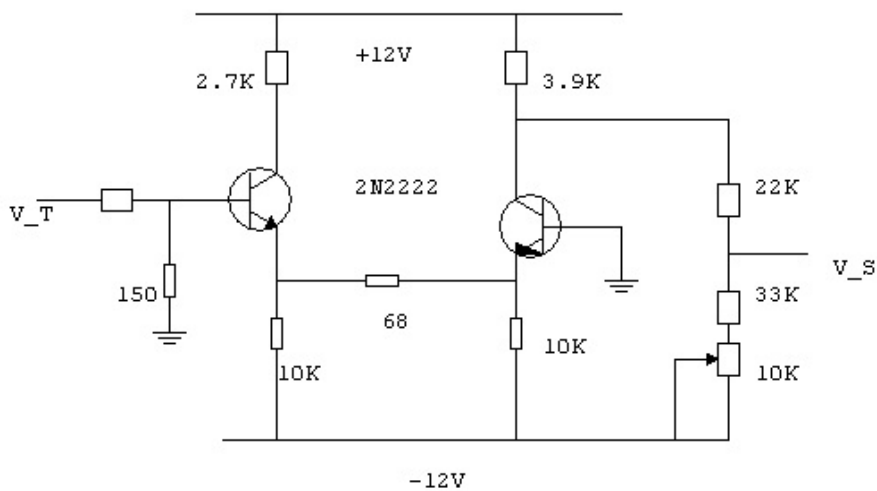
Figura 37: Distorsione dell'onda quadra (in blu) e dell'onda triangolare (in azzurro), con una frequenza risultante di 3 kHz



2.2 Convertitore TRI-SINE

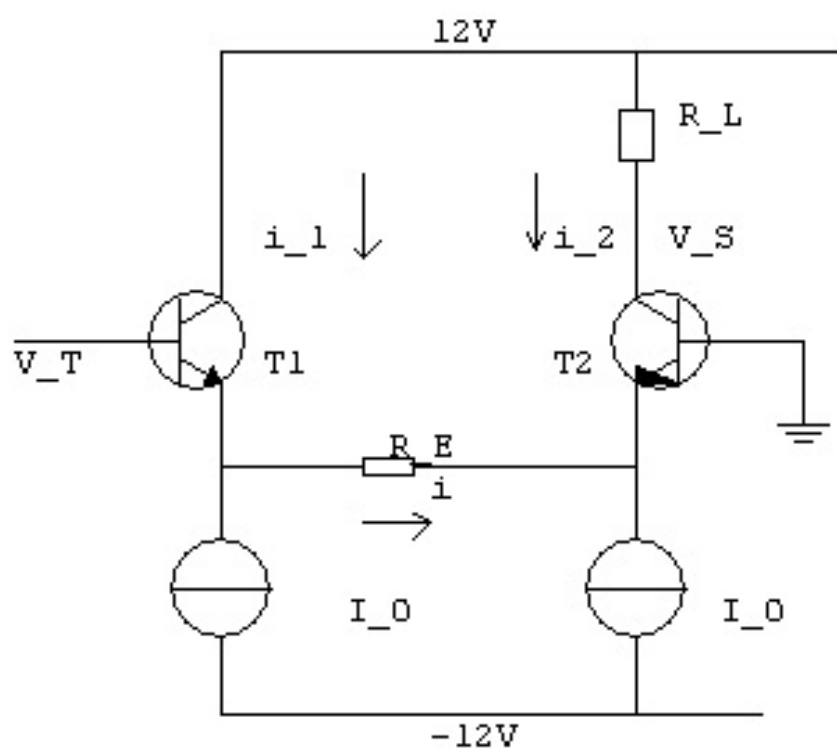
Creata l'onda triangolare a frequenza variabile, vogliamo, a questo punto, estrarne un'onda sinusoidale, ma indipendentemente dalla frequenza. Quello che dobbiamo fare, quindi, è sostanzialmente costruire un circuito la cui funzione di trasferimento dalla relazione che sussiste tra un'onda triangolare e un'onda sinusoidale. Poiché tale relazione è evidentemente non lineare, dal momento che l'onda triangolare è lineare e l'onda sinusoidale no, il circuito da costruire non potrà presentare un andamento lineare. Il modo più immediato di realizzare un circuito non lineare è di inserire transistor, ed è proprio quello che facciamo nel nostro circuito, mostrato in figura 38.

Figura 38: Circuito non lineare utilizzato per estrarre l'onda sinusoidale a partire da un'onda triangolare di qualsiasi frequenza.



Decidiamo, per semplificare le cose, di studiare non il circuito in figura 38, ma una sua versione semplificata, mostrata in figura 39. In particolare, grazie al teorema di Thevenin siamo in grado di sostituire V_T , la resistenza da $4,7\text{ k}\Omega$ e quella da 150Ω con un generatore equivalente di segnale, che continuiamo a chiamare V_T , il quale genera un segnale con ampiezza minore di quello originale. Poi, trascuriamo la corrente di base dei transistor, per cui si possono praticamente considerare uguali le correnti di collettore ed emettitore dei rispettivi transistor. Inseriamo, inoltre, una resistenza R_L che rappresenti la diversa caduta di potenziale nei due "rami discendenti" del circuito, e trascuriamo la parte di circuito contenente le resistenze da $22\text{ k}\Omega$ e da $33\text{ k}\Omega$ e il potenziometro, che, essendo resistenze elevate rispetto alle altre, condurranno poca corrente. Sostituiamo, infine, alle resistenze da $10\text{ k}\Omega$ due generatori ideali di corrente $I_0 = \frac{12\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = 1,2\text{ mA}$ verso il basso.

Figura 39: Versione semplificata del circuito mostrato in figura 38.



Calcoliamo, ora, la relazione che sussiste fra la tensione V_T in ingresso e la corrente i che passa attraverso la resistenza $R_E = 68\Omega$. Grazie alle leggi di Kirchoff dei nodi, possiamo dire che:

$$i_1 = I_0 + i \quad (21)$$

e:

$$i_2 = I_0 - i \quad (22)$$

Consideriamo, adesso, le espressioni delle curve caratteristiche dei due transistor:

$$i_1 = I_{SS1} \left(e^{\frac{V_{BE1}}{V_t}} - 1 \right) \quad (23)$$

$$i_2 = I_{SS2} \left(e^{\frac{V_{BE2}}{V_t}} - 1 \right) \quad (24)$$

dove $V_t = 25\text{ mV}$ è la tensione termica a temperatura ambiente. Prendiamo, poi, dato che i due transistor sono uguali, $V_{SS1} = V_{SS2} = V_{SS}$. La caduta di tensione tra V_T e massa è data da:

$$V_T = V_{BE1} - V_{BE2} + R_E i$$

da cui:

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T - R_E i \quad (25)$$

Calcoliamo, ora, il seguente rapporto:

$$\frac{i_1 - i_2}{i_1 + i_2} = \frac{e^{\frac{V_{BE1}}{V_t}} - e^{\frac{V_{BE2}}{V_t}}}{e^{\frac{V_{BE1}}{V_t}} + e^{\frac{V_{BE2}}{V_t}} + 2}$$

Poiché $V_t = 25\text{ mV}$ è una tensione piuttosto piccola rispetto a V_{BE1} e V_{BE2} , possiamo presupporre che la somma degli esponenziali a denominatore sia molto più grande di 2, cosicché quest'ultimo si possa trascurare. Con alcuni passaggi algebrici, considerando che, da (21) e (22), $i_1 - i_2 = i$ e $i_1 + i_2 = I_0$, e considerando anche la (25), si ottiene che:

$$i = I_0 \tanh \left(\frac{V_T - i R_E}{2V_t} \right)$$

da cui, invertendo:

$$V_T = 2V_t \operatorname{arctanh} \left(\frac{I}{I_0} \right) + R_E i \quad (26)$$

Il grafico qualitativo della (26) è mostrato in figura 40. Non è possibile ricavare analiticamente l'espressione di i in funzione di V_T , tuttavia è possibile averne un'idea qualitativa prendendo il grafico simmetrico rispetto alla bisettrice primo-terzo quadrante in figura 40. Per trovare la funzione di trasferimento, bisognerà considerare che $i_2 = I_0 - i(V_T)$, e poi $V_S = 12\text{ V} - R_L i_2$.

Figura 40: Grafico che mostra l'andamento di V_T in funzione di i , secondo l'equazione (26).

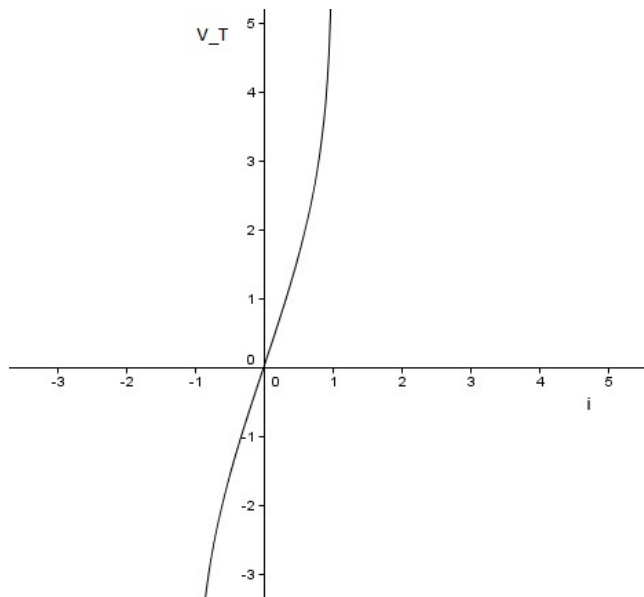
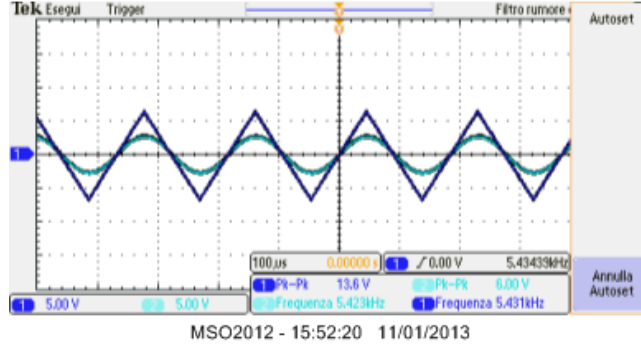


Figura 41: Onda triangolare (in blu) e onda sinusoidale estratta (in azzurro) viste all'oscilloscopio.



Passiamo, ora, alla costruzione del circuito vero e proprio, non prima, però, di aver fatto alcune considerazioni. Innanzitutto, il segnale in ingresso viene fortemente attenuato perché, in caso contrario, il transistor rischierebbe di rompersi. Infatti, dal datasheet del 2N2222, si può osservare che 6 V sono sufficienti per rompere la giunzione base-emettitore (si veda SGSThompsonMicroelectronics/mXyzyw.pdf). Importantissimo, poi, è il fatto che questo circuito operi indipendentemente dalla frequenza, e questo è dovuto al fatto che l'onda sinusoidale non viene estratta sfruttando una banda passante, ma semplicemente modificando l'onda triangolare attraverso una relazione non lineare. Per questo motivo, nel circuito non sono presenti condensatori, "sensibili" alla frequenza. In figura 41, sono mostrati i segnali in ingresso e in uscita rilevati. Anche nella simulazione con PSpice risultano gli stessi grafici.

Ora, studiamo il ruolo del resistore R_E nel circuito, il quale determina una certa percentuale di distorsione della sinusoide generata, che non risulta pura al 100%, ma presenta delle impurità, ossia è formata anche da piccole sinusoidi di frequenza leggermente diversa da quella predominante. Ci aspettiamo che, nella formula (26), più grande è la resistenza R_E , più la relazione tra V_T e i diventa lineare, e quindi la distorsione aumenta con l'aumentare del valore di R_E . Utilizzando l'analisi di Fourier di PSpice (in figura 42 è mostrata l'analisi per $R_E = 68 \Omega$), scopriamo che vi è una distorsione di circa 7% con $R_E = 68 \Omega$, mentre, per $R_E = 100 \Omega$, essa aumenta fino a circa l'8%, in accordo con quanto ci aspettavamo.

Adesso, vogliamo centrare in uscita sullo zero. A questo scopo, regoliamo il reostato da $10 \text{ k}\Omega$ fino a ottenere il risultato mostrato in figura 43. Come ultima cosa, normalizziamo la sinusoide rispetto all'onda triangolare attraverso l'utilizzo di un amplificatore non invertente, mostrato in figura 44. Poiché l'onda triangolare è più ampia dell'onda sinusoidale di un fattore 2,3, e considerando che il guadagno G dell'amplificatore non invertente è:

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Figura 42: Analisi in frequenza della sinusoide in uscita con $R_E = 68\ \Omega$.

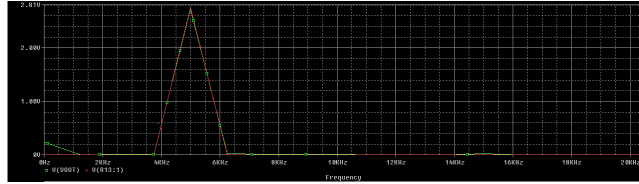
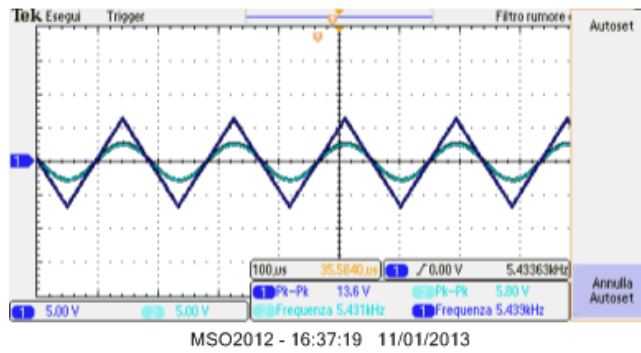


Figura 43: Stabilizzazione della sinusoide in uscita (in azzurro) sulla linea di zero.



ottengo che, prendendo $R_1 = 10\text{ k}\Omega$, deve valere $R_2 = 13\text{ k}\Omega$. Il risultato finale è mostrato in figura 45.

Figura 44: Amplificatore in configurazione non invertente per normalizzare la sinusoide rispetto all'onda triangolare. La sinusoide normalizzata esce in V_{out}

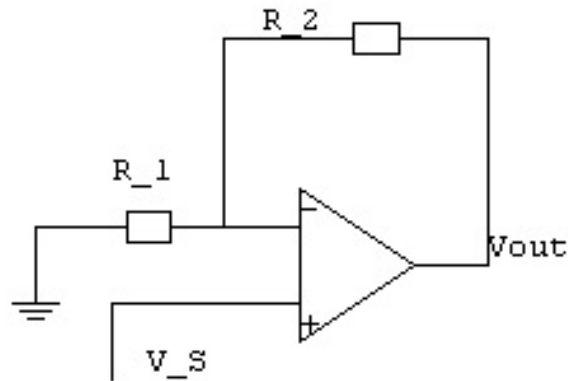
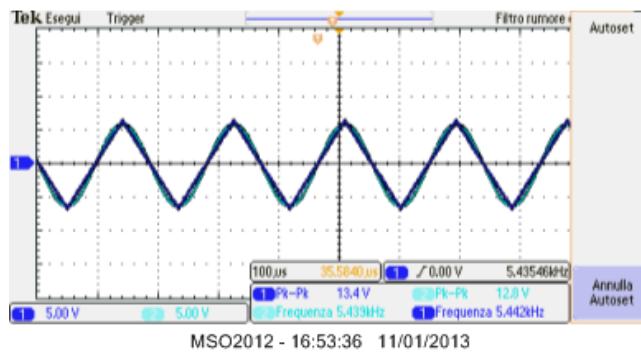


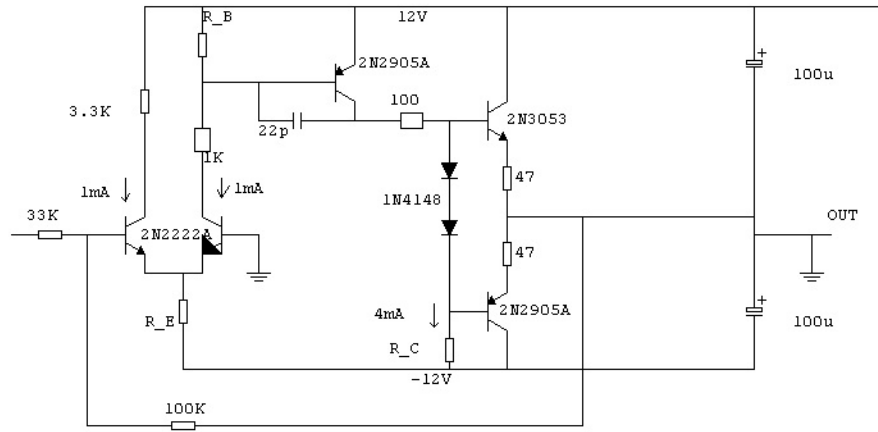
Figura 45: Sinusoide (in azzurro) e onda triangolare (in blu) correttamente normalizzate fra di loro.



3 Amplificatore Operazionale A Componenti Discreti

3.1 Analisi Dell'Amplificatore E Dei Suoi Stadi

La figura qui sotto:



mostra come è formato un amplificatore operazionale, in questo modo è possibile studiare che cosa accade al suo interno. Esso è principalmente strutturato in tre stadi:

- STADIO D'INGRESSO DIFFERENZIALE

Lo stadio d'ingresso del nostro amplificatore è costituito da due transistor NPN collegati ai propri emettitori in maniera simmetrica.

La base del transistor a sinistra caratterizza l'ingresso invertente dell'operazionale, mentre quella destra caratterizza l'ingresso non invertente, che è posto a massa. Essendo i due transistor uguali, il segnale in uscita è in funzione della differenza dei due segnali d'ingresso, ossia $S = S(V_{Bsx} - 0V)$, da cui prende il nome di stadio d'ingresso differenziale.

Siamo riusciti a calcolare il valore della resistenza R_E grazie ai potenziali posti ai suoi capi.

$-12V$ al capo inferiore, dato dalla tensione di alimentazione del nostro amplificatore, e $-0.7V$ al capo superiore, dato dalla differenza di potenziale creata dall'emettitore a partire da massa.

Sapendo a priori che in ogni transistor deve scorrere una corrente di circa $1mA$, su quest'ultimo nodo si avrà una corrente entrante nella resistenza di $2mA$.

$$R_E = \frac{12V - 0.7V}{2mA} = 5.65k\Omega$$

- STADIO INTERMEDIO DI AMPLIFICAZIONE

La caratteristica principale del secondo stadio è il transistor posto in configurazione di emettitore comune.

Il segnale generato dalla configurazione del primo stadio entra nella base ed esce dal collettore amplificato di $-\beta$, dove β è il coefficiente di amplificazione del transistor. Abbiamo calcolato R_B a partire dall'emettitore.

La tensione alla base è pari alla tensione dell'emettitore, $12V$ di alimentazione, meno la tensione $V_\gamma = 0.7$ dell'emettitore. Sapendo a priori che la corrente che scorre nella resistenza R_B è di $1mA$ ricaviamo il suo valore:

$$R_B = \frac{12V - 11.3V}{1mA} = 0.7k\Omega$$

Non possiamo applicare direttamente una tensione all'entrata della base, altrimenti il transistor si danneggerebbe, per questo è applicata una resistenza di $1K\Omega$ alla fine della configurazione precedente, cosicchè questo segnale entrante venga rappresentato da una corrente.

Il condensatore applicato in parallelo al collettore serve per by-passare determinate frequenze. Infatti a frequenze molto alte l'impedenza di tale condensatore tende ad annullarsi, trasformandosi così in un corto circuito. Per questo motivo il condensatore funziona da filtro passa basso.

• STADIO D'USCITA A TRANSISTORI COMPLEMENTARI

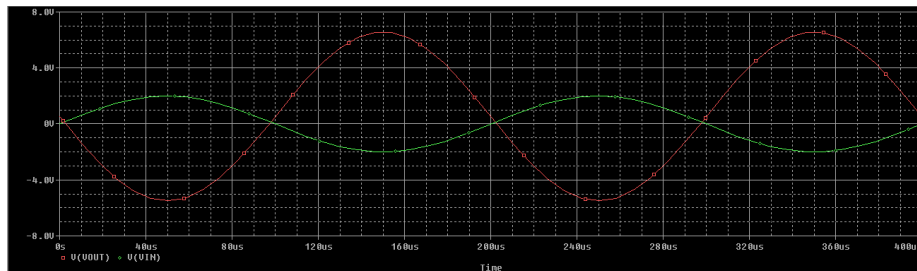
Quest'ultimo stadio assume l'appellativo di transistori complementari perchè è formato da due transistor, rispettivamente uno PNP e uno NPN in configurazione di collettore comune, che si alternano nel loro funzionamento.

Tutto questo è in funzione del nodo prima del transistor NPN. Se questo ha una tensione maggiore V_γ , allora il transistor viene polarizzato in maniera diretta. La configurazione dei due diodi così messi renderebbe, in questo caso, anche la polarizzazione del secondo transistor in maniera attiva, bloccandone il funzionamento.

Analogamente se il nodo si trovasse ad una tensione inferiore, questo primo transistor sarebbe polarizzato in maniera inversa, non funzionando, ma rendendo possibile il funzionamento di quello PNP.

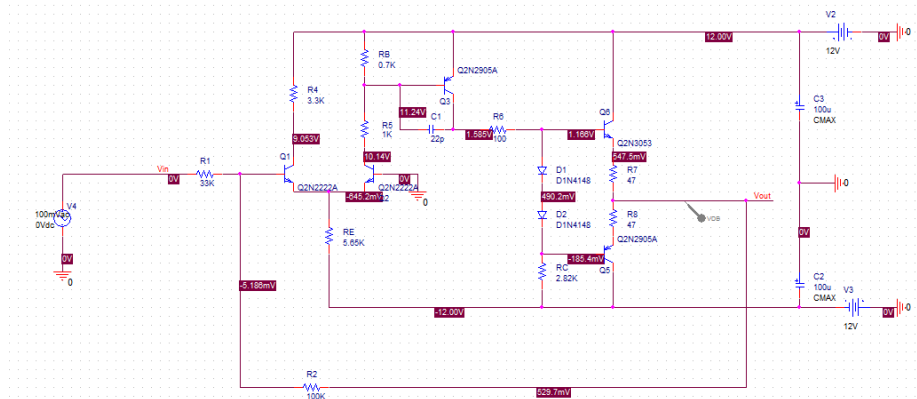
Quindi a seconda che il segnale sia positivo o negativo lavora solo uno dei due transistor.

Il ramo che collega l'ingresso del primo stadio con l'uscita dell'ultimo stadio è detto ramo di controreazione. Questo ramo permette all'amplificatore di lavorare in closed loop, ossia parte del segnale di uscita ritorna all'ingresso tramite una rete di retroazione. Questo è come appare l'amplificatore, tramite simulazione con PSpice e fisicamente, applicando una tensione di $2V$ picco-picco:



(a) Simulazione tramite PSpice.

Notiamo che la sinusoide di uscita è leggermente traslata verso l'alto. Tramite OrCAD abbiamo inoltre effettuato un'analisi delle tensioni del circuito e riportato l'immagine del risultato:



(a) Analisi delle tensioni del circuito.

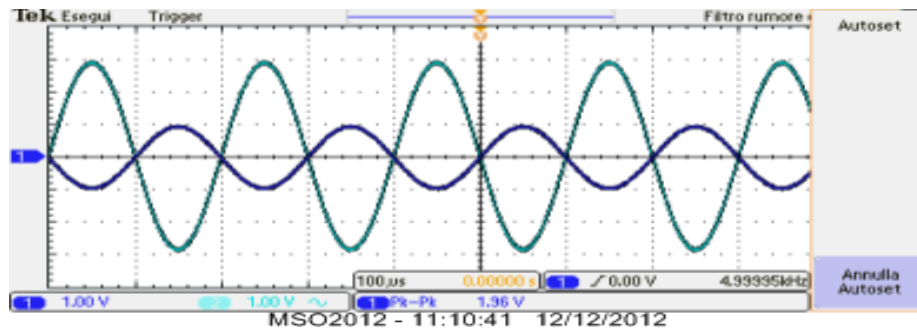
La maggior parte dei valori da noi misurati tramite i puntali risultano uguali, altri invece no, ma comunque confrontabili.

Il dato che ci sconvolge di piu è il valore della tensione al nodo di confronto, quello a massa virtuale, che non è a 0V ma raggiunge un valore di $4mV$, questo vuol dire che i transistor della coppia differenziale non sono percorsi dalla stessa corrente.

Per riportare tale valore a 0V bisogna agire sulla resistenza che collega i due emettitori all'alimentazione di $-12V$, R_E . Tramite PSpice abbiamo effettuato vari tentativi cambiando i valori di tale resistenza e il risultato migliore da noi ottenuto è di $4.9k\Omega$.

Dopo aver regolato il nodo a massa virtuale abbiamo posto la tensione d'ingresso a 0V e ci siamo accorti che quella di uscita era differente. Essendo questo un circuito che amplifica le differenze di segnale, una volta che l'ingresso viene messo a 0V anche l'uscita deve avere questa stessa tensione.

Se sul nodo di uscita è misurato un valore di tensione, ciò vuol dire che nel ramo di controreazione passa della corrente che crea una differenza di potenziale. Questa corrente nasce dal nodo di massa virtuale, e per debellarla poniamo tra l'alimentazione e tale nodo una resistenza di $1M\Omega$ ed un potenziometro regolabile, in modo da iniettare una corrente di uguale modulo ma di verso opposto. Possiamo notare la relativa correzione quando la sinusoide di uscita è centrata sullo zero.



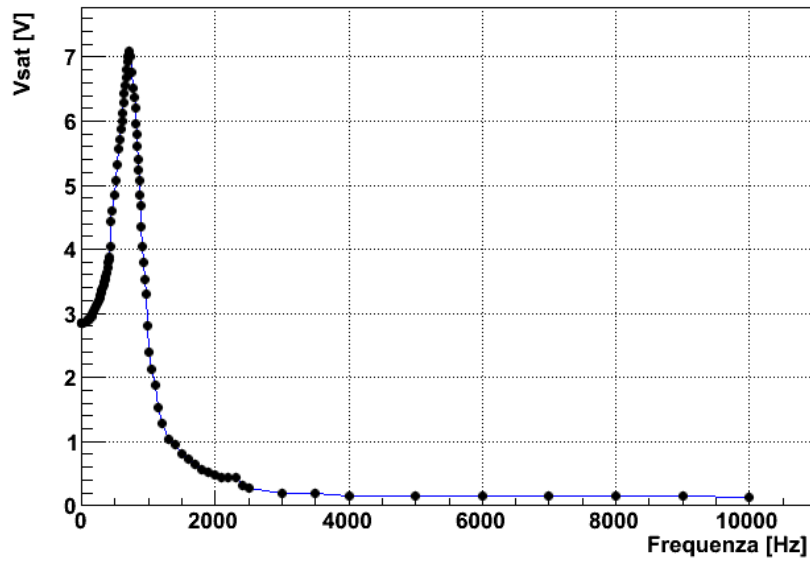
(a) Visualizzazione dall'oscilloscopio.

3.2 Banda Passante Ed Analisi In Frequenza

Studiamo come varia il guadagno dell'amplificatore in funzione della frequenza. Poniamo all'ingresso del circuito un generatore di onde sinusoidali con ampiezza 1V picco-picco.

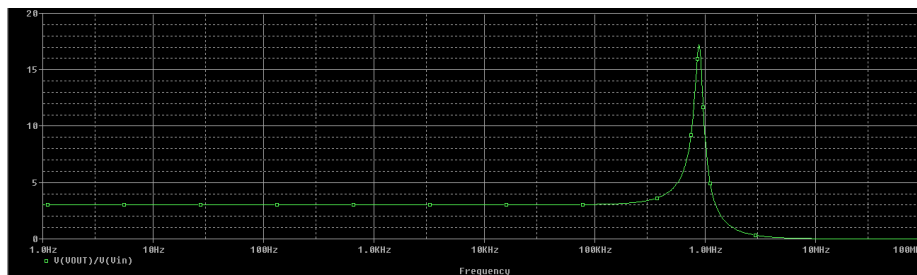
Abbiamo variato la frequenza da pochi Hz fino ai MHz , ecco l'interpolazione del grafico tramite root:

frequenze.txt



(a) Interpolazione root dell'analisi in frequenza.

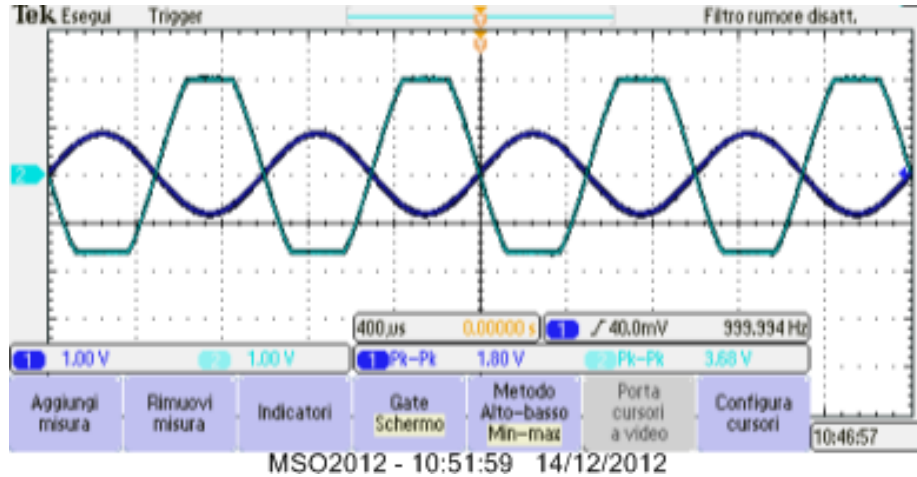
Essendo la tensione d'ingresso pari a 1V questo implica che il guadagno $A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = V_{out}$. L'immagine seguente mostra il diagramma di Bode costruito tramite il simulatore PSpice:



(a) Diagramma di Bode.

3.3 Effetto Del Carico

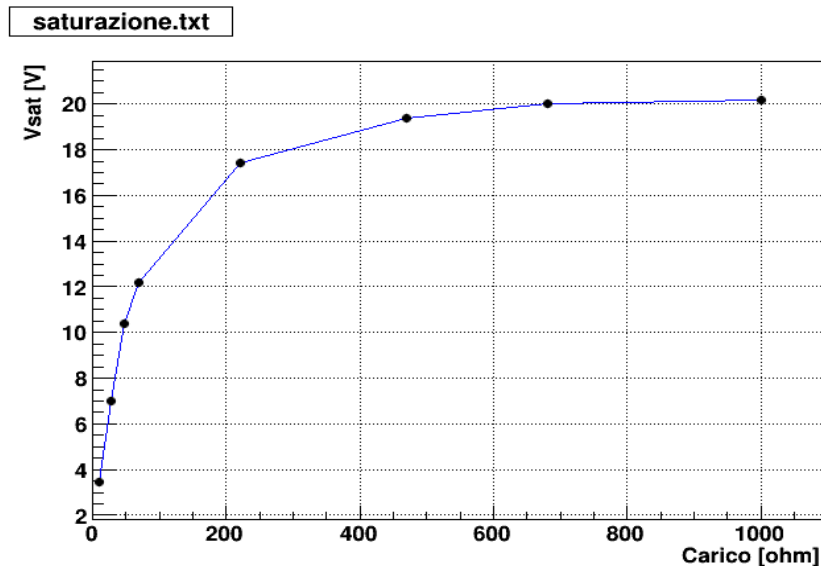
Con il generatore connesso, ad una frequenza di circa $1kHz$, abbiamo connesso un carico di 100Ω all'uscita e fatto variare l'ampiezza della sinusoide d'ingresso.



(a) Effetto di saturazione.

Ad una determinata tensione il segnale di uscita satura, ossia il guadagno dell'amplificatore, che porterebbe tale segnale ad assumere un valore maggiore rispetto alla tensione di alimentazione, si stabilizza al valore di tensione dell'alimentazione.

Studiamo allora come varia il potenziale di saturazione in funzione del carico. Nella figura seguente è mostrato il grafico di tale valore per determinati vari valori di resistenze:



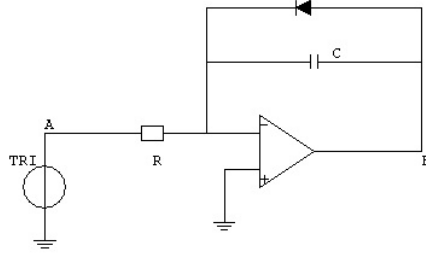
(a) Grafico del guadagno in funzione del carico.

4 Diodi E Raddrizzatori

4.1 Tracciamento della curva caratteristica del diodo

Lo scopo di questa esperienza è quello di studiare i circuiti raddrizzatori, ossia che raddrizzano positivamente il segnale, e l'effetto che ha il diodo all'interno di questi tipi di circuiti.

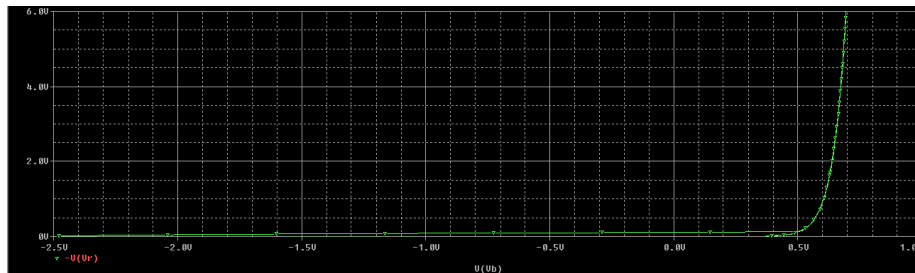
Costruendo il circuito come in figura



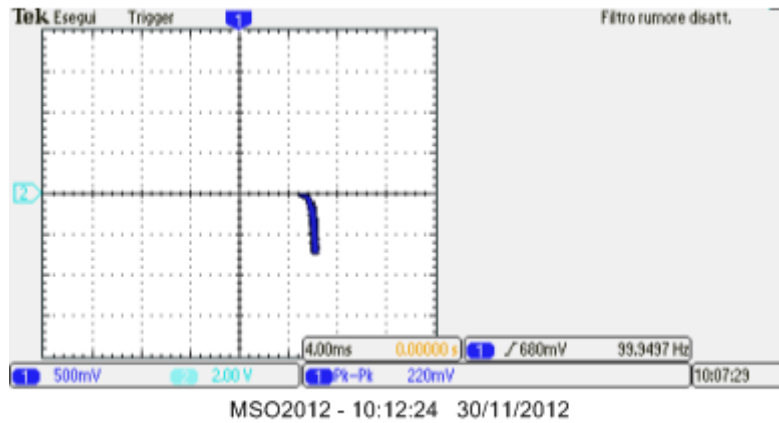
notiamo che per il principio di massa virtuale, la tensione al nodo V_- è pari a 0V. Se la tensione d'ingresso non fosse negativa, in polarizzazione il diodo non permetterebbe alla corrente di passare, mantenendo la $V_{out} = 0V$. Inoltre per ogni tensione negativa applicata, quando il diodo risulta acceso,

$$V_{out} = V_\gamma = 0.7V.$$

L'unico valore proporzionale alla tensione d'ingresso è la corrente generata tramite la resistenza, scelta con un valore unitario prossimo ai $k\Omega$ per far ottenere al valore della corrente le stesse cifre della tensione. Il condensatore elettrolitico posto in parallelo al diodo serve per filtrare il segnale e renderlo più pulito. Dopo aver costruito il circuito e simulato con PSPICE, abbiamo riprodotto la curva caratteristica del diodo in un grafico $V(V(R))$: ecco le rispettive immagini:

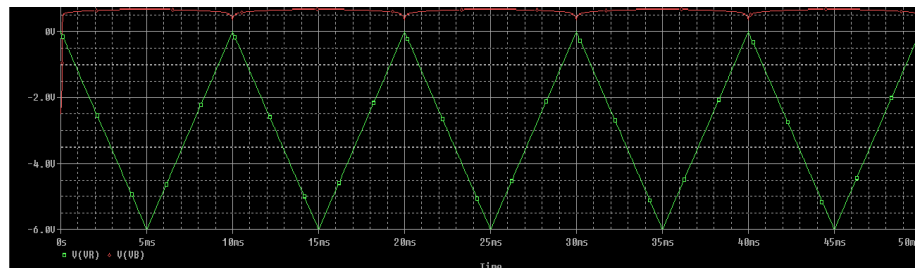


(a) Curva diodo tramite simulazione.



(a) *Curva diodo tramite oscilloscopio.*

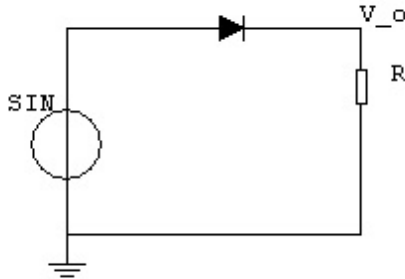
Il secondo grafico è invertito perchè l'oscilloscopio visualizza una tensione negativa. Comunque si può notare che raggiunta la tensione di attivazione V_γ il diodo permette al circuito di funzionare. Ecco come risulta simulato il circuito:



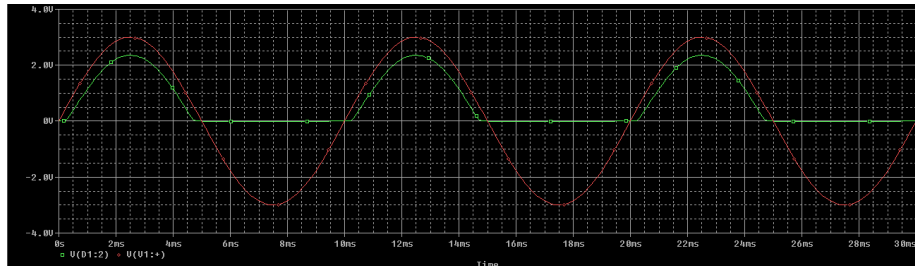
(a) *Simulazione con PSPICE.*

4.2 Raddrizzatore con un semplice diodo

In figura è disegnato uno schema di un semplice raddrizzatore mezz'onda.



Questo è quello che si ottiene simulando il circuito con PSpice:



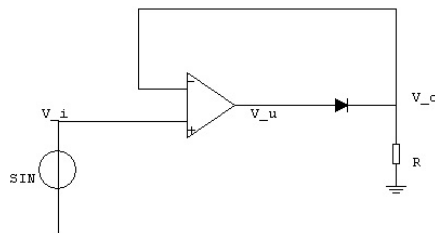
(a) Simulazione del circuito raddrizzatore a mezz'onda.

La linea rossa rappresenta il nostro segnale d'ingresso, mentre quella verde il segnale di uscita, posto dopo il diodo.

Notiamo che per i segnali negativi il diodo smette di funzionare, rendendo i valori di tensione di uscita pari a zero, per questo si dice che raddrizza mezza onda.

4.3 Raddrizzatore attivo a semionda (prima versione)

Il circuito in figura



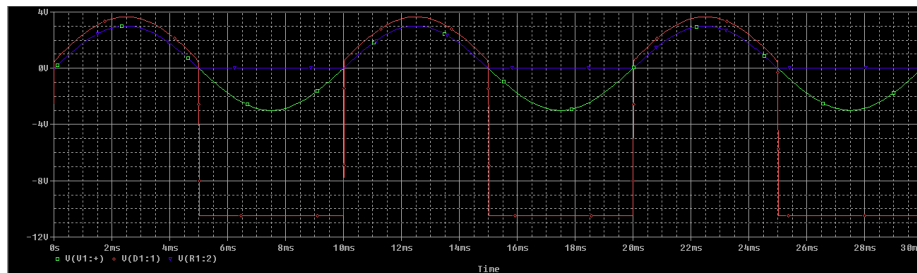
è un circuito raddrizzatore a mezz'onda, avente un amplificatore operazionale.

Se la retroazione non è attiva, ossia se il diodo non è acceso, il segnale di uscita si azzerà. Inoltre nel punto V_u il segnale misurato è costante e assume un valore di tensione circa uguale a quello di alimentazione dell'amplificatore.

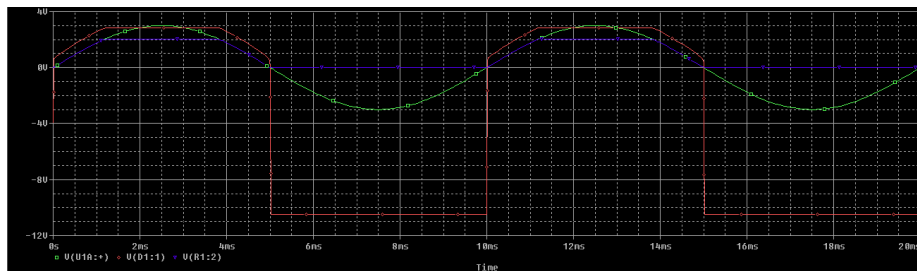
Altrimenti, quando il segnale è positivo, l'anello di retroazione è attivo, quindi

il segnale misurato in uscita, sul punto V_o è pari alla sinusoide d'ingresso. La resistenza posta da 1k in uscita serve per attenuare il segnale, che senza di essa saturerebbe.

Possiamo notare tutto ciò confrontando il grafico della simulazione con lo stesso in cui è posta una resistenza minore.

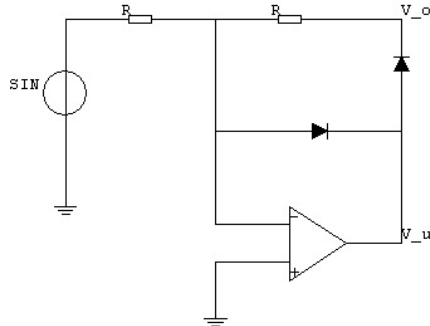


(a) *Simulazione del circuito.*



(a) *Simulazione del circuito con una resistenza inferiore.*

4.4 Raddrizzatore attivo a semionda (seconda versione)

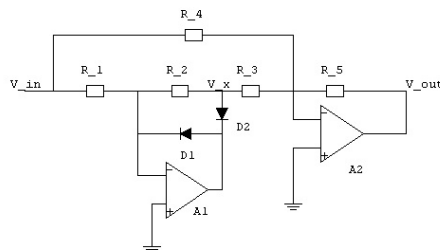


In questo nuovo circuito notiamo che sono state aggiunte parecchie componenti, l'aggiunta di un secondo diodo serve per ricreare un ulteriore stadio del circuito.

Se $V_i < 0V$ il primo diodo è spento, e non permette il passaggio di corrente che risulterebbe verso V_i , mentre il secondo è acceso rendendo così $V_o = -V_i$; se invece la corrente si dirige nel verso opposto, ossia se $V_i > 0$, risulta $V_o \simeq -V_\gamma = -0.7V$, perché il primo diodo rimane acceso, mentre il secondo è spento. Tutto questo è permesso grazie all'uguaglianza dei valori delle resistenze.

4.5 Raddrizzatore attivo ad onda intera

Il prossimo circuito non renderà nullo semplicemente il segnale quando esso sarà minore di zero, ma circa uguale a quello di ingresso, ossia positivo, raddrizzando appunto l'onda intera.



Analizziamo nuovamente due casi:

- Quando $V_i > 0V$ si attiva la configurazione invertente del primo amplificatore, dato che il primo diodo si spegne mentre il secondo rimane attivo, rendendo il valore di $V_x = -V_i \frac{R_2}{R_1}$, che grazie al medesimo valore di tali resistenze, $V_x = -V_i$.

Nel nodo prima della resistenza numero cinque, che grazie al secondo amplificatore è posto a massa virtuale, possiamo applicare il teorema di Kirchhoff della corrente:

$$I_4 + I_3 - I_5 = 0 = \frac{V_i}{R_4} + \left(-\frac{V_x}{R_3}\right) - \frac{V_o}{R_5}.$$

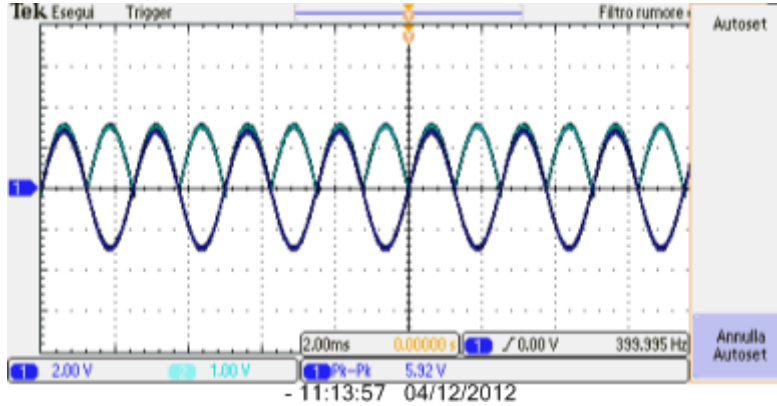
Riarrangiando il tutto si ottiene che

$$V_o = V_i \frac{R_4 R_2 R_5 - R_5 R_1 R_3}{R_1 R_3 R_4}$$

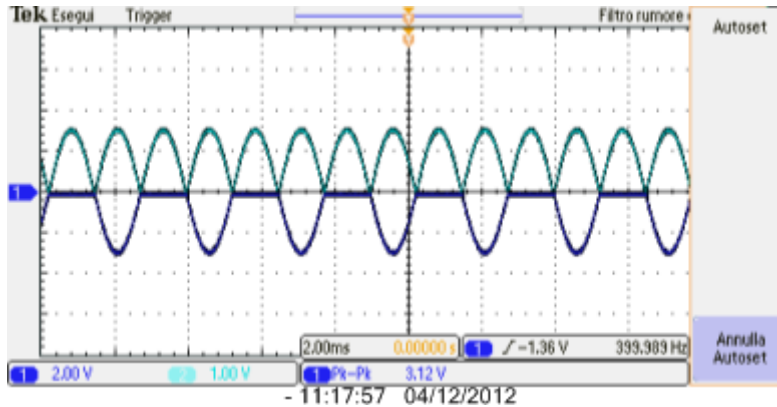
- Quando invece $V_i < 0$ la corrente che scorre verso V_i impedisce ai diodi di funzionare, rendendo attivo solo il secondo amplificatore, da cui risulta

$$V_o = -V_i \frac{R_5}{R_4}$$

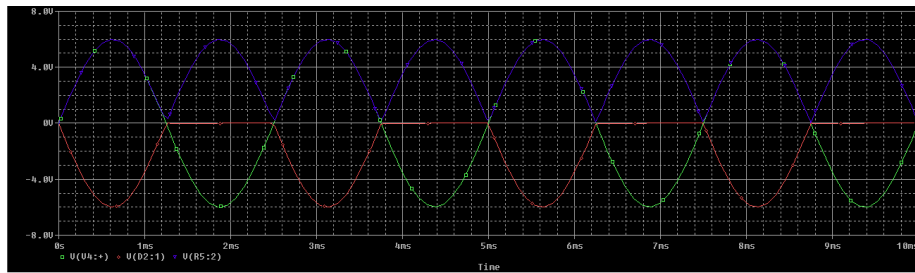
Ecco ciò che viene visualizzato dall'oscilloscopio e dal simulatore PSPICE:



(a) Raddrizzatore onda intera (V_o).

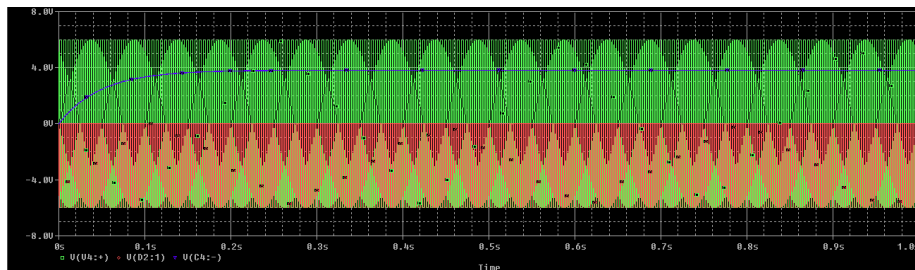


(b) Raddrizzatore onda intera (V_x).



(a) *Simulazione tramite PSPICE.*

La linea blu rappresenta V_{out} , quella verde V_i mentre quella rossa V_x . Applicando in parallelo ad R_5 un condensatore da $2.2\mu F$, si ottiene: Notiamo



(a) *Raddrizzatore con condensatore.*

che ad alte frequenze il condensatore si comporta da corto circuito, rendendo il segnale di uscita blu costante.